

**Министерство высшего и среднего специального образования
Республики Узбекистан**

**Ташкентский государственный технический университет
им. Абу Райхана Беруни**

**А.А. Абдуазизов, А.М. Назаров, Ю.В. Писецкий,
С.Т. Гулямова, П.Ю. Халилова**

РАДИОАВТОМАТИКА

Учебное пособие

Ташкент – 2010

Радиоавтоматика: Учебное пособие / Абдуазизов А.А., Назаров А.М., Писецкий Ю.В., Гулямова С.Т., Халилова П.Ю. – Ташкент: ТашГТУ, 2010.

Учебное пособие предназначено для студентов направления «Радиотехника» при изучении основного материала по курсу и выполнении курсового проекта.

Пособие может быть полезно студентам других радиотехнических специальностей при изучении радиотехнических систем и устройств. Изучение дисциплины должно выработать у студентов системный подход к проектированию радиотехнических устройств, входящих в состав систем.

Печатается по решению научно – методического совета Ташкентского государственного технического университета

Рецензенты: академик АН РУз, д.ф. - м.н.
проф. Раджабов Т.Д. (ТУИТ);
к.т.н., доц. Улжаев Э. (ТГТУ)

ВВЕДЕНИЕ

Дисциплина «Радиоавтоматика» - одна из дисциплин для подготовки бакалавра в области разработки и исследования РТС различного назначения. Основная задача дисциплины: на базе знаний и умений, полученных в предшествующих и смежных курсах, вооружить бакалавра современными методами управления радиоавтоматом; научить по заданным тактико-техническим характеристикам системы рационально выбрать принцип и структуру построения системы, технические параметры и структуру входящих в систему устройств, произвести оценку выбранных технических решений. Изучение дисциплины должно привить студентам системный подход к проектированию радиотехнических устройств, входящих в состав систем.

В результате изучения дисциплины студенты должны:

- знать основные понятия о сигналах, характеристики и модели сигналов и помех;
- знать критерии оптимальности обнаружения, принцип работы цифровых обнаружителей и различителей сигналов; различение детерминированных сигналов на фоне белого гауссовского шума;
- уметь оценить неизвестные параметры сигнала с помощью различных методов; иметь понятие об аномальных ошибках измерения и о фильтрации меняющихся параметров сигналов;
- иметь представление об основах построения радиолокационных систем; методах и устройствах измерения дальности; методах и устройствах измерения угловых координат;
- знать основы теории передачи информации; основные задачи теории информации; пропускную способность дискретных и непрерывных каналов;
- уметь применять теорему кодирования для канала с помехами; знать принципы построения корректирующих кодов, их классификацию, основные характеристики и корректирующие свойства.

1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ РАДИОАВТОМАТИКИ

1.1. Понятие систем радиоавтоматики

В современных радиотехнических устройствах, используемых для целей радиосвязи, радиолокации, радионавигации, радиоуправления и в других областях, широко применяются автоматические системы. Они называются системами радиоавтоматики или радио/автоматическими 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 набег в усилителях и для решения других многочисленных и разнообразных задач.

К распространенным на практике системам радиоавтоматики 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. Иногда к числу систем радиоавтоматики относят также конструктивно входящие в состав радиотехнических устройств системы автоматического регулирования температуры, давления и некоторые другие. Такие системы могут играть важную роль в нормальной работе радиотехнического устройства. Однако их функционирование не связано непосредственно с обработкой радиосигнала, поэтому включение их в число систем радиоавтоматики в значительной мере условно.

Системы радиоавтоматики – важный класс систем автоматического управления, широко используемых в технике. Теория построения систем радиоавтоматики тесно смыкается с общей теорией автоматического управления. Фундаментальные исследования по определению устойчивости движения и состояния равновесия в произвольных динамических системах, сохранившие свою ценность до наших дней, принадлежат великому русскому математику А. М. Ляпунову.

Важную роль в становлении и развитии теории и техники

автоматического управления сыграли работы А. Н. Колмогорова, А. В. Михайлова, В. С. Пугачева, Л. С. Понтрягина и др.

Задача развития и совершенствования автоматических систем в полной мере относится и к системам радиоавтоматики, качество построения которых в значительной степени определяет возможности и характеристики создаваемой радиоаппаратуры. 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.

Системы радиоавтоматики появились и получили значительное распространение в 30-х годах 20-го столетия. Это были системы автоматической регулировки усиления радиоприемников, которые в те годы называли также системами автоматической регулировки громкости, системы автоматической подстройки частоты, системы автоматической регулировки полосы пропускания приемника и некоторые другие. Дальнейшее развитие и широкое распространение систем радиоавтоматики было тесно связано с совершенствованием радиоприемных и радиопередающих устройств, разработкой радиолокационных, телевизионных и радионавигационных систем, систем радиосвязи.

1.2. Принципы построения и классификация систем радиоавтоматики

Системы радиоавтоматики весьма разнообразны и могут классифицироваться по целому ряду признаков. Некоторые из этих признаков совпадают с признаками, используемыми в теории автоматического управления. Объекты изучения технической кибернетики – как автоматические (без участия человека), так и автоматизированные (с участием человека) системы управления. Один из признаков, определяющих общее построение системы, – используемый в ней принцип управления (регулирования). Различают системы с управлением по рассогласованию (ошибке), с управлением по воздействию и системы с комбинированным управлением.

Показанная на рис. 1.1 система управления общего вида может быть

автоматической или автоматизированной. Объектом управления (ОУ) рассматриваемой системы могут быть техническое устройство, технологический процесс, предприятие или даже целая отрасль.

Состояние ОУ характеризуется управляемой величиной $y(t)$. В радиоавтоматической системе слежения за временным положением принимаемого импульсного радиосигнала объектом управления может быть генератор стробирующих (селектирующих) импульсов, а управляемой величиной – временное положение этих импульсов. В системе автоматической регулировки усиления (АРУ) объект управления – усилитель с переменным коэффициентом усиления, а управляемая величина – амплитуда выходного напряжения усилителя.

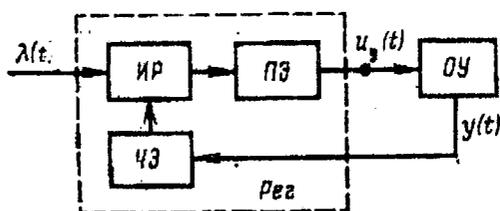


Рис. 1.1. Система управления по рассогласованию.

ПЭ – преобразующий элемент; **ЧЭ** – чувствительный элемент;
ИР – измеритель рассогласования; **Рег** – регулятор;
ОУ – объект управления

На вход системы управления поступает задающее воздействие $\lambda(t)$ – рис. 1.1. Задача рассматриваемой системы управления – установление равенства между задающим воздействием $\lambda(t)$ 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 $u_1(t)$, 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. 1.1.

Задающее воздействие в системах радиоавтоматики, как правило, – параметр радиосигнала: фаза, частота, временное положение или направление прихода. Это приводит к некоторому отличию в построении указанных систем радиоавтоматики, использующих принцип управления по рассогласованию, по сравнению с системой на рис. 1.1. На измеритель рассогласования может подаваться не само задающее воздействие $\lambda(t)$, а радиосигнал $u_c(t, \lambda)$, один из параметров которого – процесс $\lambda(t)$. На второй вход измерителя рассогласования поступает вырабатываемый объектом управления опорный сигнал $u_{оп}(t, \lambda)$, параметр которого – управляемая величина $y(t)$. Чувствительный элемент в системе управления при этом может отсутствовать.

В результате нелинейного преобразования сигналов $u_c(t, \lambda)$ и $u_{оп}(t, \lambda)$, поступивших на входы измерителя рассогласования, на его выходе образуется напряжение, зависящее от величины рассогласования

$$x(t) = \lambda(t) - y(t).$$

Система может управляться воздействием – рис. 1.2. В этой системе задающее воздействие $\lambda(t)$ 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 $y(t)$. Пример радио/автоматической системы описанного типа – система автоматической регулировки усиления «вперед», предназначенная для стабилизации амплитуды сигнала на выходе усилителя.

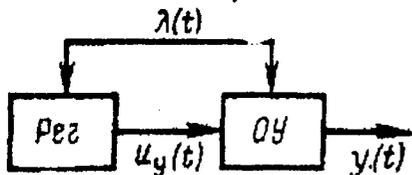


Рис 1.2. Система, управляемая воздействием:

Per – регулятор; ОУ – объект управления; $\lambda(t)$ – задающее воздействие; $u_y(t)$ – управляющий процесс; $y(t)$ – управляемая величина

В системе, показанной на рис. 1.2, 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 воздействия.

В разомкнутой системе управления они не контролируются и имеют отклонение 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 очень важно. 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 управляемой величины $y(t)$ при нулевой ошибке $x(t) = \lambda(t) - y(t)$. 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 по 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 — наиболее распространенный тип систем радиоавтоматики. Методы их анализа полностью применимы к системам стабилизации и программного управления.

Важный классификационный признак систем радио/автоматики — вид параметра радиосигнала, рассматриваемого в качестве задающего воздействия. Таким параметром могут быть фаза, частота, временное положение, углы, 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 группу составляют цифровые системы радиоавтоматики, построенные с использованием элементов и устройств цифровой вычислительной техники. В противоположность им нецифровые системы называют аналоговыми. Преобразование процессов в цифровую форму связано с дискретизацией по времени и квантованием по уровню. Квантование по уровню – нелинейная операция и цифровые системы с точки зрения их математического описания – дискретные нелинейные системы.

Приведенная классификация систем радиоавтоматики учитывает основные особенности их построения и математического описания. Описание разнообразных систем радиоавтоматики, их практических применений, математических моделей, а также изложение методов и примеров анализа и синтеза систем радиоавтоматики составляет содержание данного курса.

2. ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ РАДИОАВТОМАТИКИ

2.1. Системы частотной автоподстройки

Примеры использования. Системы частотной автоподстройки (ЧАП) используются 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.

В супергетеродинном приемнике для стабилизации промежуточной частоты сигнала может использоваться система ЧАП. Входной сигнал преобразуется на промежуточную частоту, усиливается и поступает на последующие каскады приемника (детектор, усилитель низких частот). При отсутствии системы автоподстройки взаимная неустойчивость частот входного сигнала и гетеродина может приводить к уходу промежуточной частоты сигнала за пределы полосы пропускания усилителя промежуточной частоты (УПЧ) и нарушению нормальной работы приемника.

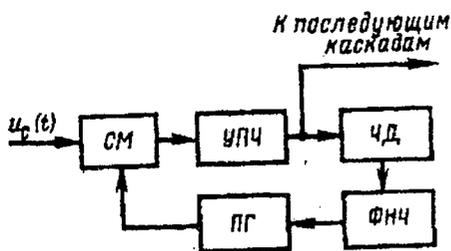


Рис.2.1. Система частотной автоподстройки:

СМ – смеситель; УПЧ --
усилитель
промежуточной частоты;
ЧД – частотный
дискриминатор;
ПГ – подстраиваемый
генератор;
ФНЧ – фильтр нижних частот

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

Системы ЧАП применяются также в качестве автоматически перестраиваемых по частоте (следающих) фильтров, осуществляющих частотную селекцию сигнала. Если полезная информация заключена в амплитуде сигнала, и ее необходимо сохранить, то отфильтрованное напряжение снимается с выхода УПЧ. 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 следящего 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 с модуляцией (частоты и амплитуды), вызванной шумом. 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 $\omega_{\text{про}}$. 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.

Системы ЧАП используются в качестве демодуляторов частотно-модулированных колебаний с обратной связью по частоте.

2.2. Системы фазовой автоподстройки

В системах фазовой автоподстройки (ФАП) осуществляется слежение за фазой сигнала. Такие системы применяются в радиоприемных устройствах. ФАП применяется в узкополосных следящих фильтрах для восстановления колебания с несущей частотой сигналов с однополосной и балансной модуляцией или с фазовой манипуляцией, при выделении сигнала на фоне шумов в доплеровских измерительных системах. ФАП используется также в демодуляторах сигналов с частотной и фазовой модуляцией, для построения перестраиваемых по частоте генераторов высокостабильных колебаний, в устройствах воспроизведения магнитной записи и других областях.

Колебания сигнала и подстраиваемого генератора поступают на фазовый дискриминатор – фазовый детектор (ФД). Напряжение на выходе фазового детектора зависит от величины и знака рассогласования колебаний по фазе. Пройдя через ФНЧ, выходное напряжение детектора изменяет частоту колебаний подстраиваемого генератора. Как известно, изменение фазы колебания равно интегралу от его мгновенной частоты. Поэтому при изменении частоты колебаний подстраиваемого генератора меняется и их фаза. Управление частотой подстраиваемого генератора в системе ведется так, что первоначальное несовпадение фаз колебаний сигнала и подстраиваемого генератора уменьшается, и они поддерживаются близкими друг к другу.

Системы фазовой автоподстройки, в которых в процессе слежения

за фазой сигнала изменяется частота подстраиваемого генератора, получили широкое распространение на практике. Их называют системами фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Изменение фазы колебаний подстраиваемого генератора в системе фазовой автоподстройки может осуществляться также с помощью фазового модулятора, управляемого напряжением, поступающим с выхода ФНЧ. Однако такой способ управления фазой колебаний подстраиваемого генератора используется реже.

Так же как и системы частотной автоподстройки, системы ФАП могут использоваться в качестве узкополосных перестраиваемых по частоте фильтров. Принцип осуществления фильтрации системой ФАП тот же, что и при использовании системы ЧАП. Выход фильтра – напряжение подстраиваемого генератора. Параметры системы ФАП, используемой в качестве следящего фильтра, выбираются так, чтобы фаза и частота колебаний подстраиваемого генератора отслеживали изменения фазы и частоты полезного сигнала и возможно меньше флюктуировали под действием шумов.

Свойства фильтров, построенных на базе систем ЧАП и ФАП, существенно различаются. При использовании системы ЧАП, информация о начальной фазе фильтруемого сигнала теряется. В системе ФАП выходное напряжение эквивалентного фильтра (напряжение подстраиваемого генератора) с точностью до ошибки слежения воспроизводит не только частоту, но и фазу выделяемого сигнала. Это важно для ряда практических применений, таких, например, как выделение напряжения синхронизации в многоканальных системах передачи сообщений с временным разделением, при выделении несущей фазоманипулированных сигналов и в ряде других случаев.

2.3. Системы слежения за временным положением импульсного сигнала

Для выделения импульсного периодического сигнала на фоне помех в импульсных радиоперелиниях связи, в радиолокационных приемниках и других устройствах применяются системы слежения за временным положением импульсов – системы слежения по дальности. Будем называть такие системы временными авто-селекторами.

Для уменьшения действия помех приемное устройство открывается (стробировается) периодически на короткие интервалы времени, определяемые длительностью стробирующих импульсов. Эти импульсы формируются генератором импульсов, входящим в состав временного авто-селектора.

При стробировании приемника возникают нежелательные

переходные процессы. Длительность переходных процессов обратно пропорциональна полосе пропускания элементов приемного устройства, в которых проводится стробирование. Поэтому стробирование выполняется обычно в широкополосных элементах приемника: входных цепях или усилителя промежуточной частоты.

Для того чтобы импульсы сигнала могли пройти через приемное устройство необходимо совместить с ними во времени стробирующие импульсы. Это обеспечивается работой временного авто-селектора. Генератор импульсов формирует помимо стробирующего импульса, который открывает приемник, еще два следящих импульса. Следящие импульсы часто делают прямоугольными и следующими непосредственно друг за другом. В этом случае их общий фронт проходит через середину стробирующего импульса.

Следящие импульсы подаются на временной дискриминатор, куда поступают также импульсы сигнала с выхода видео-усилителя. На выходе временного дискриминатора формируется напряжение, зависящее от рассогласования Δt между временным положением импульса сигнала и следящих импульсов. Так как стробирующий и следящий импульсы жестко связаны между собой, величина Δt равна также сдвигу между импульсом, сигнала и стробирующим импульсом.

Выходное напряжение дискриминатора сглаживается фильтром нижних частот (ФНЧ) и поступает в качестве управляющего на устройство регулируемой задержки (УРЗ). В этом устройстве опорный импульс $U_{оп}(t)$, поступающий от передатчика радиолокационной станции, задерживается на некоторый временной интервал и запускает генератор импульсов (ГИ), определяя тем самым положение стробирующих и следящих импульсов. Управляющее напряжение, снимаемое с выхода ФНЧ, изменяет величину задержки так, что временной сдвиг между сигнальными и следящими импульсами уменьшается. При изменении временного положения импульсов сигнала, вызванном, например, изменением дальности до цели, происходит соответствующее перемещение следящих импульсов, и в схеме осуществляется автоматическое сопровождение цели по дальности.

2.4. Угломерные следящие системы

Системы автоматического слежения за направлением прихода радиосигнала широко используются в радиолокации, радионавигации, радиоуправлении для измерения угловых координат источника сигнала. Поэтому их часто называют угломерными следящими системами. Благодаря использованию антенн с узкими диаграммами направленности

рассмагнриваемые системы осуществляют также пространственную фильтрацию полезного сигнала на фоне мешающих сигналов, идущих из других точек пространства.

В состав системы углового сопровождения входят: пеленгационное устройство (пеленгатор), ФНЧ, усилитель и исполнительное устройство.

Пеленгатор (угловой дискриминатор) состоит из антенны и приемника, в котором проводится обработка принятого радиосигнала. При отклонении источника сигнала от некоторого направления, называемого равносигнальным направлением антенны, на выходе пеленгатора появляется напряжение $u_d(t)$, зависящее от величины и знака этого отклонения. Напряжение $u_d(t)$ далее фильтруется, усиливается и воздействует на исполнительное устройство. Исполнительное устройство изменяет положение антенны или состояние отдельных элементов антенны так, что равносигнальное направление смещается в пространстве и исходное угловое рассогласование между ним и направлением на источник сигнала уменьшается.

Угловое положение источника сигнала в пространстве обычно оценивается углами θ_{H1} и θ_{H2} , отсчитываемыми в двух взаимно перпендикулярных плоскостях, как правило, горизонтальной (плоскости азимута) и вертикальной (плоскости угла места). В этих же плоскостях измеряется угловое рассогласование между равносигнальным направлением антенны и направлением на источник сигнала и осуществляется управление положением антенны.

2.5. Обобщенные функциональная и структурная схемы радиотехнической следящей системы

Сопоставление функциональных и структурных схем радиотехнических следящих систем различного типа показывает, что они имеют к-ного общего. Это естественно, так как во всех радиотехнических следящих системах осуществляется слежение за тем или иным параметром радиосигнала. Аналогия процессов регулирования, протекающих в указанных системах, позволяет составить обобщенные функциональные и структурные схемы радиотехнической следящей системы. Обобщенная функциональная схема (рис. 2.2) состоит из дискриминатора (Дис), генератора опорных сигналов (ГОС) и фильтра (Ф).

Дискриминатор – важный элемент радиотехнической следящей системы. На один из его входов подается процесс – смесь сигнала и шума

$$u_{вх}(t) = u_c(t, \lambda) + u_{ш}(t),$$

где $u_{ш}(t)$ – шум; $u_c(t, \lambda)$ – сигнал.

За параметром сигнала $\lambda(t)$ ведется слежение. На второй вход дискриминатора поступает опорный сигнал $u_{оп}(t, y)$, зависящий от оценки $y(t)$ отслеживаемого параметра $\lambda(t)$, сформированной в процессе слежения. Вид опорного сигнала определяется типом следящей системы.

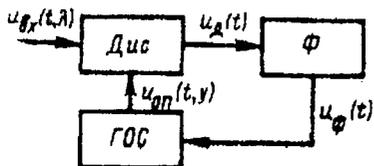


Рис. 2.2. Радиотехническая следящая система:

Дис – дискриминатор; Ф – фильтр;
ГОС – генератор опорных сигналов;

Например, во временном авто-селекторе опорный сигнал – последовательность стробирующих импульсов; в системе фазовой автоподстройки – напряжение подстраиваемого генератора.

В дискриминаторе входной сигнал $u_{вх}(t)$ подвергается нелинейному преобразованию, в результате которого на выходе дискриминатора формируется напряжение, зависящее от ошибки слежения $x = \lambda - y$. Зависимость $F(x)$ математического ожидания выходного напряжения от ошибки слежения x принято называть дискриминационной характеристикой. Выходное напряжение дискриминатора $u_{д}(t)$ содержит также флюктуационную составляющую $\xi(t, x)$, зависящую в общем случае от ошибки слежения x . Напряжение $\xi(t, x)$ – результат нелинейного преобразования в дискриминаторе входного процесса $u_{вх}(t)$, и его не следует путать с входным шумом $u_{ш}(t)$.

Выходное напряжение дискриминатора $u_{д}(t)$ (рис. 2.2), сглаженное фильтром Φ , воздействует на генератор опорных сигналов (ГОС), изменяя соответствующий параметр (фазу, частоту, временное положение) опорного сигнала. Обобщенная структурная схема радиотехнической следящей системы отображает процесс автоматического слежения за параметром сигнала – рис. 2.2. На этой схеме приняты следующие обозначения: $\lambda(t)$ – задающее воздействие – отслеживаемый параметр сигнала; $y(t)$ – управляемая величина (частота подстраиваемого генератора, положение следящих импульсов и т.п.) – оценка отслеживаемого параметра; x – ошибка слежения.

В некоторых радиотехнических системах управляемая величина по самому принципу работы системы должна следить за параметром радиосигнала с определенным сдвигом. В системе частотной автоподстройки этот сдвиг равен номинальному значению

промежуточной частоты. В системе фазовой автоподстройки частоты с использованием опорного генератора сдвиг равен значению фазы опорного генератора. Наличие указанного сдвига не влияет на качество работы системы и не является ошибкой слежения. Чтобы учесть это, в структурной схеме для таких систем под $\lambda(t)$ и $y(t)$ следует понимать отклонение параметра сигнала и управляемой величины от их номинальных значений – рис. 2.3.

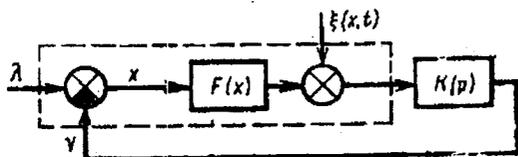


Рис. 2.3. Обобщенная структурная схема радиотехнической следящей системы: $F(x)$ – безынерционное нелинейное звено

$\xi(t, x)$ – флюктуационная составляющая;
 $K(p)$ – операторный коэффициент передачи

Часть схемы на рис. 2.3, охваченная штриховой линией, – математический эквивалент дискриминатора – отображает формирование выходного напряжения дискриминатора, зависящего от ошибки слежения. Эквивалент дискриминатора состоит из устройства сравнения задающего воздействия $\lambda(t)$ и управляемой величиной $y(t)$, безынерционного нелинейного звена $F(x)$ и сумматора, на вход которого подается флюктуационное напряжение $\xi(t, x)$.

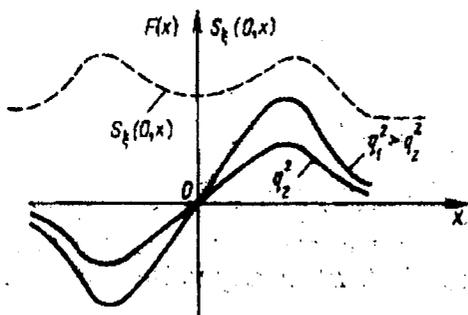


Рис. 2.4. Дискриминационные характеристики: --- – флюктуационная характеристика; $\xi(0, x)$ – помеха (шум)

Входящее в структурную схему на рис. 2.3 звено с операторным коэффициентом передачи $K(p)$ описывает преобразование выходного напряжения $u_d(t)$ дискриминатора, происходящее в фильтре и генераторе опорных сигналов – рис. 2.2. Операторный коэффициент передачи $K(p)$ зависит как от операторного коэффициента передачи фильтра $K_\phi(p)$, так и от типа и параметров управляемого генератора опорных сигналов. Так, в системе частотной автоподстройки операторный коэффициент передачи фильтра

$$K_\phi(p) = K(p)S_p,$$

где S_p — крутизна регулировочной характеристики подстраиваемого генератора.

В системе ФАП

$$K_\phi(p) = K(p)S_p/p,$$

где $1/p$ — оператор интегрирования учитывает переход от частоты подстраиваемого генератора к его фазе.

Качественно форма дискриминационной характеристики $F(x)$ показана сплошными линиями на рис. 2.4. При малых значениях ошибки характеристика линейна

$$F(x) = S_d x, \quad (2.1)$$

где $S_d = dF(x)/dx|_{x=0}$ — крутизна характеристики дискриминатора.

Форма дискриминационной характеристики $F(x)$ и ее крутизна зависят не только от схемы и параметров дискриминатора, но и от амплитуды сигнала. Зависимость крутизны S_d от амплитуды сигнала нежелательна, так как приводит к изменению динамических свойств следящей системы. Поэтому в усилительном тракте, предшествующем дискриминатору, или в самом дискриминаторе проводится нормировка сигнала по амплитуде. Нормировка может осуществляться системой автоматической регулировки усиления или ограничителем. Характеристика $F(x)$ зависит также от отношения q^2 сигнал-шум по мощности на входе дискриминатора. При уменьшении отношения q^2 максимумы дискриминационной характеристики снижаются и ее крутизна S_d падает – рис. 2.4.

Дискриминационная характеристика имеет, как правило, ограниченный раствор по оси x . Выход ошибки слежения за пределы раствора дискриминационной характеристики приводит к размыканию следящей системы и срыву сопровождения. В момент включения системы ошибка слежения может находиться вне раствора характеристики дискриминатора. При этом следящая система также разомкнута. Для ее замыкания необходимо уменьшить первоначальную ошибку, что и

достигается в процессе поиска значения отслеживаемого параметра сигнала. Вопросы организации поиска сигнала и обеспечения работы с малой вероятностью срыва являются весьма важными для радиотехнических следящих систем.

Изменение питающих напряжений, температуры и другие дестабилизирующие факторы приводят к смещению нуля дискриминационной характеристики. При недостаточной симметрии дискриминатора на его выходе появляется постоянное напряжение U , вызванное нелинейным преобразованием входного шума и не зависящее от ошибки слежения. На рис. 2.5 показан более полный эквивалент дискриминатора, учитывающий оба указанных фактора. На этом рисунке x – ошибка слежения; Δx – неустойчивость (смещение) нуля дискриминационной характеристики; x_1 – рассогласование или приведенная ошибка слежения, равная сумме $x_1 = x + \Delta x$; $F(x_1)$ – дискриминационная характеристика, обладающая свойством $F(0) = 0$; U – постоянное напряжение, не зависящее от ошибки слежения x . Как показывает анализ, неустойчивость Δx нуля дискриминационной характеристики и наличие напряжения U существенно влияют на ошибку слежения и их стремятся сделать минимальными. Поэтому в дальнейшем изложении в основном используется упрощенный эквивалент дискриминатора, в котором значения Δx и U принимаются нулевыми.

Характеристики шума $\xi(t, x)$, входящего в эквивалент дискриминатора (рис. 2.3), также зависят от параметров дискриминатора и предшествующего ему усилительного устройства, отношения сигнал/шум на входе дискриминатора, метода нормировки смеси сигнала и шума по амплитуде, наличия и характера амплитудных флуктуации сигнала.

Из рассмотрения обобщенной структурной схемы системы (рис. 2.3) следует, что в ней выполняются соотношения

$$x(t) = \lambda(t) \cdot y(t),$$

и, следовательно, изменение ошибки описывается нелинейным стохастическим дифференциальным уравнением

$$x(t) + K(p)[F(x) + \xi(t, x)] - \lambda(t) = 0. \quad (2.2)$$

Нелинейность уравнения (2.2) определяется нелинейностью функции $F(x)$, а также нелинейной в общем случае зависимостью характеристик процесса $\xi(t, x)$ от ошибки слежения x . Стохастичность — наличием случайного процесса $\xi(t, x)$ и случайной составляющей воздействия $\lambda(t)$.

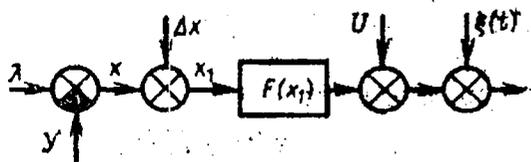


Рис. 2.5.
Структурная схема дискриминатора:
 Δx - нестабильность (смещение) нуля дискриминационной характеристики
 $\xi(t)$ - шум

U - напряжение, возникающее из-за нелинейного преобразования шума

Анализ системы, описываемой нелинейным стохастическим дифференциальным уравнением, достаточно сложен. Рассмотрим возможность упрощенного описания системы и обратимся для этого к эквиваленту дискриминатора. Во многих случаях флюктуационное напряжение $\xi(t, x)$ имеет равномерную спектральную плотность в полосе, значительно превышающей полосу пропускания элементов системы, следующих за дискриминатором. При этом шум $\xi(t, x)$ можно считать белым и характеризовать спектральной плотностью

$$S_{\xi}(\omega, x)|_{\omega=0} = S_{\xi}(0, x)$$

на нулевой частоте, зависящей в общем случае от ошибки слежения x . Зависимость спектральной плотности $S_{\xi}(0, x)$ от ошибки слежения часто называют флюктуационной характеристикой дискриминатора – рис. 2.4, штриховая линия.

Из теоремы Винера-Хинчина следует, что спектральная плотность $S(\omega)$ случайного процесса связана с его функцией корреляции $R(\tau)$ преобразованием Фурье

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

Хотя поведение следящей системы, в которой напряжение $\xi(t, x)$ – белый шум, по-прежнему описывается нелинейным уравнением (2.2), решение его несколько упрощается. Более существенное упрощение эквивалента дискриминатора получается при условии малости ошибки слежения. При малых ошибках слежения дискриминационная характеристика линейна и описывается выражением (2.1). Зависимость спектральной плотности широкополосного шума от ошибки слежения (рис. 2.4) при малых ошибках, как правило, можно аппроксимировать параболой:

$$S_{\xi}(0, x) = S_1(0) + S_2(0) x^2, \quad (2.3)$$

что соответствует представлению шума $\xi(t, x)$ в форме

$$\xi(t, x) = \xi_1(t) + x\xi_2(t), \quad (2.4)$$

где $\xi_1(t)$, $\xi_2(t)$ — независимые случайные широкополосные процессы со спектральными плотностями $S_{\xi_1}(0)$ и $S_{\xi_2}(0)$.

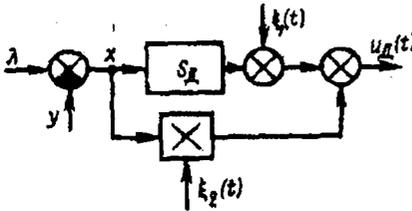


Рис. 2.6. Эквивалент дискриминатора:

S_d — крутизна характеристики дискриминатора

При использовании эквивалента дискриминатора, показанного на рис. 2.6, следящая система становится линейной со случайным переменным коэффициентом $\xi_2(t)$.

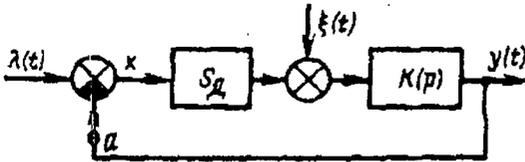


Рис. 2.7. Структурная схема следящей системы

При малых величинах $S_{\xi_2}(0)$ и малых ошибках слежения x вторым слагаемым в выражении (2.3) можно пренебречь и считать спектральную плотность $S_{\xi}(0, x)$ и сам процесс $\xi(t, x)$ не зависящими от x , т. е. принять

$$\xi(t, x) = \xi(t), \quad S_{\xi}(0, x) = S_{\xi}(0).$$

Эквивалент дискриминатора и обобщенная структурная схема следящей системы при этом значительно упрощаются — рис. 2.7. В рассматриваемом случае система описывается линейным дифференциальным уравнением с постоянными коэффициентами, и анализ ее существенно облегчается.

3. СИСТЕМЫ ЧАСТОТНОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ

Системы частотной автоподстройки (ЧАП) применяются в радиоприемных устройствах для поддержания постоянной промежуточной частоты сигнала, используются для стабилизации частоты генерируемых колебаний, а также применяются в качестве узкополосных перестраиваемых по частоте фильтров и в качестве демодуляторов

частотно-модулированных колебаний с обратной связью по частоте.

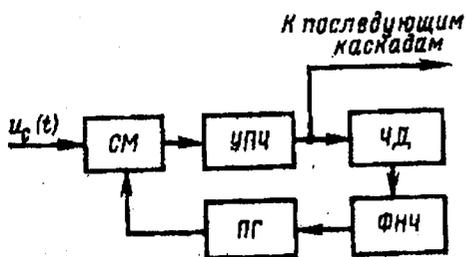


Рис. 3.1. Система ЧАП в супергетеродинном приемнике:
СМ – смеситель;
УПЧ – усилитель промежуточной частоты;
ЧД – частотный дискриминатор;
ПГ – подстраиваемый генератор

Для стабилизации промежуточной частоты сигнала в супергетеродинном приемнике используется система ЧАП – рис. 3.1. Входной сигнал $u_c(t)$ преобразуется смесителем (СМ) на промежуточную частоту, усиливается и поступает на последующие каскады приемника (детектор, усилитель низких частот). При отсутствии системы автоподстройки взаимная нестабильность частот входного сигнала и гетеродина может приводить к уходу промежуточной частоты сигнала за пределы полосы пропускания усилителя промежуточной частоты (УПЧ) и нарушению нормальной работы приемника.

Система ЧАП включается в состав приемника для устранения взаимной нестабильности частот входного сигнала и гетеродина – рис.3.1. Напряжение с выхода УПЧ подается на частотный дискриминатор (ЧД). При отклонении $\Delta\omega$ промежуточной частоты сигнала от номинального значения, которое совпадает с центральной частотой УПЧ, на выходе дискриминатора возникает напряжение, зависящее от величины и знака отклонения $\Delta\omega$. Выходное напряжение дискриминатора, после фильтра 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.

Математическое описание системы ЧАП

Система частотной автоподстройки – замкнутая система автоматического управления – рис. 3.1. 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 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 элементами инвариантными по отношению к изменению частоты сигналов, поступающих на их входы.

Преобразование частоты входного сигнала описывается соотношением

$$\omega_{\text{пр}} = \omega_{\text{с}} - \omega_{\text{г}}, \quad (3.1)$$

где $\omega_{\text{пр}}$ — промежуточная частота сигнала, $\omega_{\text{с}}$ — частота входного сигнала, $\omega_{\text{г}}$ — частота подстраиваемого генератора.

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

$$\Delta\omega = \omega_{\text{пр}} - \omega_{\text{пр}0}. \quad (3.2)$$

При указанном выше условии отсутствия инерционности 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. Принцип их работы изучается в курсе «Радиотехнические цепи и сигналы». 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 считается 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:

$$u_d(t) = M[u_d(t)] + \xi(t, \Omega) = F(\Omega) + \xi(t, \Omega), \quad (3.3)$$

где $M[u_d(t)] = F(\Omega)$ — математическое ожидание выходного напряжения, зависящее от расстройки Ω ; M — обозначение операции вычисления математического ожидания; $\xi(t, \Omega)$ — флюктуационная составляющая напряжения $u_d(t)$; Ω — расстройка промежуточной частоты сигнала по отношению к переходной (центральной) частоте ω_n дискриминатора, равная

$$\Omega = \omega_{np} - \omega_n. \quad (3.4)$$

Зависимость $F(\Omega)$ математического ожидания выходного напряжения частотного дискриминатора от расстройки Ω — дискриминационная характеристика — рис. 3.2. 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 Ω дискриминационная характеристика линейна $F(\Omega) = S_d \Omega$, где S_d — крутизна дискриминационной характеристики.



Рис. 3.2.
Дискриминационная характеристика

Для того чтобы на выходе дискриминатора формировалось напряжение, зависящее от величины отклонения $\Delta\omega$ промежуточной частоты от ее номинального значения ω_{np0} переходную частоту ω_n стремятся сделать равной ω_{np0} . При этом, как следует из (3.2) и (3.4), 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 ω_{np0} и ω_n могут различаться на некоторую величину, характеризующую нестабильность переходной частоты дискриминатора

$$\omega_n = \omega_{np0} - \delta\omega. \quad (3.5)$$

Из (3.2), (3.4), (3.5) следует, что связь между расстройками Ω и $\Delta\omega$ определяется в этом случае равенством

$$\Omega = \omega_{\text{пр}} - \omega_{\text{п}} = \Delta\omega - \delta\omega. \quad (3.6)$$

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

$$T_{\Phi} du_{\Phi}/dt + u_{\Phi}(t) = u_{\text{д}}(t), \quad (3.7)$$

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

Обозначив оператор дифференцирования d/dt через p , уравнение (3.7) можно записать в виде $(T_{\Phi} p + 1) u_{\Phi}(t) = u_{\text{д}}(t)$ или более компактно

$$u_{\Phi}(t) = K_{\Phi}(p) u_{\text{д}}(t), \quad (3.8)$$

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_{Φ} 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 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

$$K_{\Phi}(p) = k_{\text{н2}}(1 + T_1 p)^2.$$

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. Варикап – запертый полупроводниковый диод, емкость p - n -перехода которого зависит от величины запирающего напряжения. Варикап подключается к контуру генератора – рис. 3.3. Емкость варикапа регулируется напряжением u_{Φ} , снимаемым с выхода фильтра нижних частот системы. Напряжение, поступающее с делителя, образованного резисторами R_1 и R_2 , обеспечивает запирающее напряжение диода как при отрицательных, так и при положительных значениях напряжения u_{Φ} . Конденсаторы C_1, C_2 –

блокировочные.

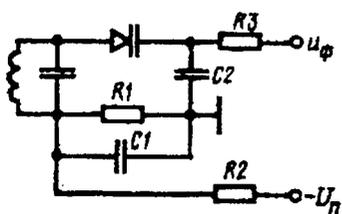


Рис. 3.3. Контур генератора характеристика

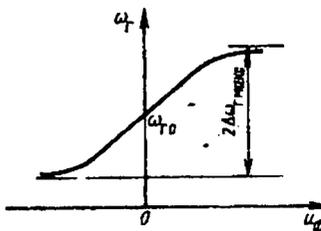


Рис. 3.4. Регулировочная характеристика

Зависимость частоты подстраиваемого генератора от управляющего напряжения, поступающего с выхода ФНЧ системы, называют регулировочной характеристикой – рис. 3.4. Важный ее параметр – величина $\Delta\omega_{г. макс}$ – максимально возможное изменение частоты генератора под действием управляющего напряжения. При малых величинах напряжения U_{Φ} регулировочная характеристика линейна и описывается выражением

$$\omega_{г} = \omega_{гс} + S_{p}U_{\Phi}, \quad (3.9)$$

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

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

$$\omega_{гс} = \omega_{г0} + \delta\omega_{гс}, \quad (3.10)$$

где $\omega_{г0}$, $\omega_{с0}$ – номинальные значения частот подстраиваемого генератора (гетеродина) и сигнала.

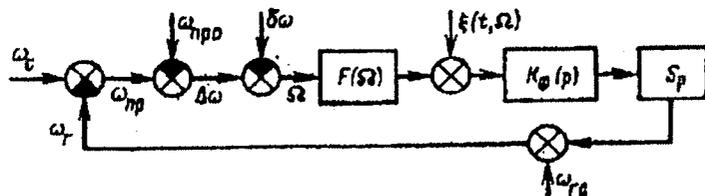


Рис. 3.5. Структурная схема системы автоматического управления

Соотношения (3.1) ... (3.10) описывают процесс управления в системе частотной автоподстройки. Их можно отобразить структурной схемой. В структурной схеме системы автоматического управления

каждой математической операции, описывающей процесс управления, соответствует определенное звено. Структурная схема – форма представления математического описания системы и весьма удобна для ее анализа.

Структурная схема системы ЧАП, построенная на основании (3.1) ... (3.10), – рис. 3.5. Сумматор изображен в виде кружка, разделенного на секторы. 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

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

а также положить нестабильность переходной частоты дискриминатора равной нулю, то структурная схема системы ЧАП упрощается – рис. 3.6.

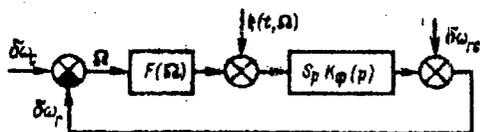


Рис. 3.6. Структурная схема системы ЧАП

Структурные схемы (рис. 3.5 и 3.6) помогают проанализировать процессы, происходящие в системе частотной автоподстройки. В зависимости от задачи исследования и условий работы системы они могут дополнительно упрощаться или усложняться. Если величина рассогласования Ω мала, то нелинейную характеристику дискриминатора $F(\Omega)$ можно заменить линейной характеристикой. При анализе устойчивости системы может оказаться необходимым учет инерционности УПЧ и частотного дискриминатора. Структурная схема системы при этом несколько усложняется.

4. СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ

В системах фазовой автоподстройки (ФАП) осуществляется слежение за фазой сигнала. Такие системы применяются в радиоприемных устройствах. ФАП применяется в узкополосных следящих фильтрах для восстановления колебания с несущей частотой сигналов с однополосной и балансной модуляцией или с фазовой манипуляцией, при выделении сигнала на фоне шумов в доплеровских измерительных системах. ФАП используется также в демодуляторах сигналов с частотной и фазовой модуляцией, для построения перестраиваемых по частоте генераторов высокостабильных колебаний, в устройствах воспроизведения магнитной записи и других областях.

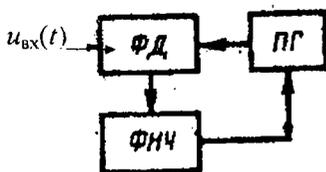


Рис. 4.1.
Система фазовой
автоподстройки
частоты

Функциональная схема системы ФАП – рис. 4.1. Колебания сигнала с подстраиваемого генератора (ПГ) поступают на фазовый дискриминатор (фазовый детектор (ФД)). Напряжение на выходе фазового детектора зависит от величины и знака рассогласования колебаний по фазе. Пройдя через фильтр ФНЧ, выходное напряжение детектора изменяет частоту колебаний подстраиваемого генератора. Как известно, изменение фазы колебания равно интегралу от его мгновенной частоты. Поэтому изменение частоты при выделении несущей фазоманипулированных сигналов повлечет за собой изменение фазы, как и в ряде других случаев.

Для математического описания процесса слежения за фазой сигнала в системе, изображенной на рис.4.1, положим, что на вход фазового детектора поступает напряжение

$$u_{\text{вх}}(t) = u_c(t) + u_{\text{ш}}(t)$$

- смесь сигнала и шума.

Напряжение сигнала

$$u_c(t) = U_c \sin \varphi_c(t), \quad (4.1)$$

где $\varphi_c(t) = \varphi_{c0}(t) + \int_0^t \omega_c(t) dt$ -- фаза сигнала; $\varphi_{c0}(t)$ -- начальная фаза;

$\omega_c(t)$ -- частота сигнала.

Напряжение подстраиваемого генератора

$$u_r(t) = U_0 \cos \varphi_r(t), \quad (4.2)$$

где $\varphi_r(t)$ -- фаза колебаний подстраиваемого генератора.

На выходе фазового детектора формируется напряжение, зависящее от разности фаз колебаний сигнала и подстраиваемого генератора, равной

$$\varphi(t) = \varphi_c(t) - \varphi_r(t). \quad (4.3)$$

Если не учитывать инерционность фазового детектора, то его выходное напряжение можно представить в виде

$$u_d(t) = M[u_d(t)] + \xi(t, \varphi) = F(\varphi) + \xi(t, \varphi), \quad (4.4)$$

где $M[u_d(t)] = F(\varphi)$ --- математическое ожидание выходного напряжения, зависящее от разности фаз φ ; M -- обозначение операции вычисления математического ожидания; $\xi(t, \Omega)$ -- флюктуационное напряжение, которое при отсутствии ограничителя амплитуды на входе фазового детектора не зависит от величины φ . Функция $F(\varphi)$, называемая дискриминационной характеристикой фазового детектора, периодическая

— ее период равен 2π . Форма характеристики $F(\varphi)$ зависит от схемы фазового детектора и соотношения амплитуд U_c и U_0 .

Во многих случаях фазовый детектор выполняет перемножение поступающих на его входы напряжений. При этом дискриминационная характеристика $F(\varphi)$ имеет синусоидальную форму

$$F(\varphi) = A \sin \varphi, \quad (4.5)$$

где A — коэффициент пропорциональности.

При отсутствии рассогласования $\varphi = \varphi_c - \varphi_r = 0$ напряжение сигнала и напряжение подстраиваемого генератора сдвинуты по фазе на 90° — это видно из (4.1), (4.2). Это необходимо учитывать в некоторых применениях систем ФАП. Например, узкополосная фильтрация сигнала, формирование опорного напряжения для синхронного амплитудного детектора, когерентное суммирование нескольких колебаний и в других случаях.

Управляющее напряжение $u_\Phi(t)$, снимаемое с фильтра ФНЧ (рис. 4.1), связано с напряжением $u_n(t)$ линейным дифференциальным оператором $K_\Phi(p)$:

$$u_\Phi(t) = K_\Phi(p)u_n(t). \quad (4.6)$$

Зависимость частоты подстраиваемого генератора ω_r от управляющего напряжения $u_\Phi(t)$, снимаемого с выхода фильтра, описывается теми же уравнениями, что и в системе ЧАП.

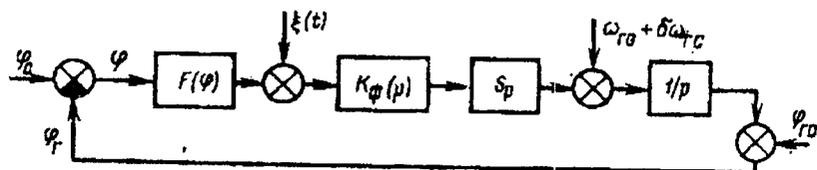


Рис. 4.2. Структурная схема системы ФАП

В фазовом детекторе напряжения сигнала и подстраиваемого генератора сравниваются по фазе, поэтому необходимо от частоты ω_r подстраиваемого генератора перейти к его фазе φ_r . Этот переход описывается выражением

$$\varphi_r = \varphi_{r0} + \int_0^t \omega_r(t) dt, \quad (4.7)$$

где φ_{r0} — начальная фаза подстраиваемого генератора.

Структурная схема системы ФАП описывается системой уравнений (4.3)—(4.7) — рис. 4.2. Блок $1/p$ отображает в этой схеме операцию интегрирования, соответствующую (4.7).

Система ФАП применяется в качестве следящего фильтра схемы синхронного детектирования амплитудно-модулированного сигнала – рис. 4.3.

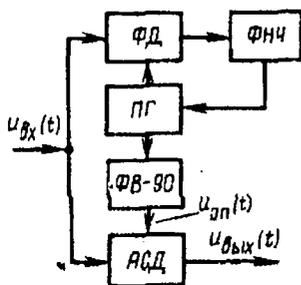


Рис. 4.3. Система ФАП для АСД

ФД – фазовый детектор;
ФНЧ – фильтр нижних частот;
ПГ – подстраиваемый генератор;
ФВ-90 – фазовращатель на 90°;
АСД – амплитудный синхронный детектор

Перемножение амплитудно-модулированного (АМ) сигнала $u_c(t) = U_{co}[1 + m_a(t)] \sin \omega_0 t$, входящего в "смесь" $u_{вх}(t)$, с опорным напряжением $u_{оп}(t) = U_0 \sin \omega_0 t$ проводится в амплитудном синхронном детекторе (АСД). Формирование опорного напряжения осуществляется системой ФАП, в состав которой входят фазовый детектор (ФД), фильтр нижних частот (ФНЧ), подстраиваемый генератор (ПГ). Система ФАП играет при этом роль узкополосного фильтра, выделяющего из входной смеси сигнал + шум колебание с несущей частотой ω_0 принимаемого АМ сигнала. В режиме слежения среднее значение выходного напряжения фазового детектора близко к нулю. Фаза колебаний подстраиваемого генератора отличается от фазы входного сигнала на 90°. Чтобы получить опорное колебание, синфазное с напряжением несущего колебания, в схеме используется фазовращатель на 90° (ФВ-90) – рис. 4.3.

Рассмотрим еще несколько вариантов систем ФАП различного назначения и построим их структурные схемы.

Одно из распространенных применений системы ФАП – демодуляция сигналов с частотной и фазовой модуляцией. Применяемая для этой цели система ФАП получила название синхронно-фазовый детектор с обратной связью по частоте или просто синхронно-фазовый детектор. Функциональная и структурная схемы систем ФАП указанного назначения совпадают с изображенными на рис. 4.1 и 4.2. Параметры системы выбираются так, чтобы подстраиваемый генератор отслеживал изменение частоты частотно-модулированного принимаемого сигнала. Напряжение на входе подстраиваемого генератора при этом отображает закон модуляции сигнала и является выходным эффектом демодулятора.

Достоинство синхронно-фазового детектора по сравнению с обычным (неследящего типа) частотным детектором – большая помехоустойчивость. В обычном частотном детекторе резкое (пороговое)

ухудшение помехоустойчивости происходит, когда выброс шума на входе детектора достигают уровня сигнала. Благодаря использованию опорного напряжения, значительно превосходящего по амплитуде сигнал и шум в синхронно-фазовом детекторе такого явления не возникает. Пороговое ухудшение помехоустойчивости в синхронно-фазовом детекторе также имеет место, но связано с иными, чем в обычном частотном детекторе, причинами и возникает при меньших уровнях входного сигнала. В синхронно-фазовом детекторе оно определяется ростом ошибки слежения и срывами режима сопровождения при ухудшении отношения сигнал-шум на входе системы. Исследования показали, что выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум при использовании синхронно-фазового детектора составляет 5 ... 6 дБ по сравнению с обычным частотным детектором.

Для стабилизации промежуточной частоты сигнала в радиоприемных устройствах используют систему ФАП с опорным генератором – рис. 4.4. В этой системе входной сигнал преобразуется в смесителе (См) на промежуточную частоту, проходит через усилитель промежуточной частоты (УПЧ) и сравнивается по фазе с напряжением опорного генератора (ОГ) в фазовом детекторе (ФД).

При наличии фазового рассогласования на выходе фазового детектора появляется напряжение, изменяющее частоту и фазу колебаний подстраиваемого генератора (ПГ) и, следовательно, частоту и фазу напряжения промежуточной частоты на входе детектора так, что исходное рассогласование уменьшается. В результате работы системы автоподстройки промежуточная частота сигнала поддерживается равной частоте опорного генератора, величина которой совпадает с номинальным значением промежуточной частоты.

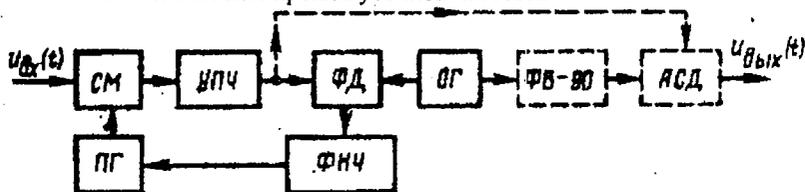


Рис. 4.4. Схема ФАП с опорным генератором: См - смеситель; ОГ - опорный генератор; ФД - фазовый детектор; ПГ - подстраиваемый генератор; УПЧ - усилитель промежуточной частоты; ФВ-90 - фазовращатель на 90°.

В системе фазовой автоподстройки достигается не только стабилизация промежуточной частоты сигнала, но и «привязка» фазы колебаний сигнала на промежуточной частоте к фазе колебаний опорного генератора. Необходимые для этой операции элементы:

фазовращатель (ФВ-90), вносящий фазовый сдвиг на 90° , и амплитудный синхронный детектор (АСД), показаны на рис. 4.4 штриховыми линиями.

Построим структурную схему системы ФАП с опорным генератором. Фаза сигнала на выходе смесителя

$$\varphi_{np}(t) = \varphi_c(t) - \varphi_r(t), \quad (4.7)$$

где $\varphi_c(t)$, $\varphi_r(t)$ – фазы колебаний сигнала и подстраиваемого генератора.

Если полоса пропускания УПЧ значительно превышает полосу пропускания фильтра нижних частот, то УПЧ можно приближенно считать безынерционным устройством, не изменяющим фазу усиливаемого сигнала. Разность фаз колебаний, действующих на фазовый детектор, равна

$$\varphi(t) = \varphi_{np}(t) - \varphi_{ог}(t). \quad (4.8)$$

где $\varphi_{ог}(t)$ – фаза колебаний опорного генератора.

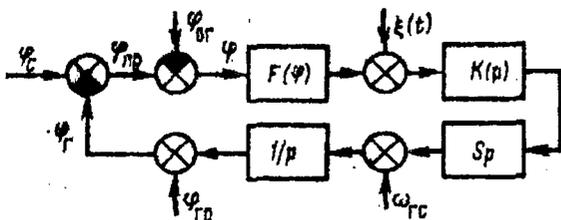


Рис. 4.5. Система ФАП с опорным генератором

Функционирование остальной части схемы описывается уравнениями (4.3) ... (4.5). Эти уравнения вместе с (4.7), (4.8) позволяют построить структурную схему данного варианта системы ФАПЧ – рис. 4.5.

Система ФАП позволяет сформировать перестраиваемые по частоте колебания с высокой стабильностью – рис. 4.6.

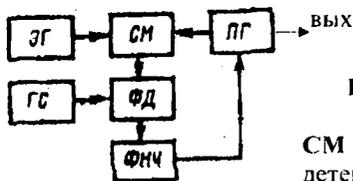


Рис. 4.6. Система ФАП

ПГ – перестраиваемый генератор;
ЭГ – эталонный генератор;
СМ – смеситель; ФД – фазовый детектор; ГС – генератор сдвига

В этой схеме напряжения перестраиваемого генератора (ПГ) и высокочастотного эталонного генератора (ЭГ) преобразуются в смесителе (СМ) на промежуточную частоту. На фазовый детектор (ФД) поступают напряжение промежуточной частоты сигнала и напряжение генератора сдвига (ГС). При наличии фазового рассогласования между этими

напряжениями на выходе ФД появляется управляющее напряжение, которое изменяет частоту подстраиваемого генератора. В результате работы системы автоподстройки частота преобразованного смесителем сигнала поддерживается равной частоте генератора сдвига. Частота подстраиваемого генератора ω_r при этом равна разности частот эталонного генератора и генератора сдвига

$$\omega_r = \omega_{эг} - \omega_{сд.}$$

Выходное напряжение системы – напряжение подстраиваемого генератора (ПГ). Перестройка частоты ПГ осуществляется изменением частоты генератора сдвига, которая выбирается значительно меньшей, чем частота эталонного генератора. Поэтому относительная нестабильность частоты сформированных системой колебаний определяется в основном нестабильностью частоты эталонного генератора и получается малой.

Структурная схема рассмотренной системы ФАП близка к изображенной на рис. 4.5 и отличается от нее отсутствием флюктуационного шума $\xi(t)$, а также заменой фазы сигнала $\varphi_c(t)$ на фазу эталонного генератора $\varphi_{эг}(t)$ и фазы опорного генератора $\varphi_{ог}(t)$ на фазу генератора сдвига $\varphi_{сд}(t)$.

При использовании системы ФАП в качестве следящего фильтра к ней предъявляются требования высокой степени фильтрации шумов и успешной работы при первоначальном несовпадении частот сигнала и подстраиваемого генератора. Эти требования противоречивы, так как выполнение первого из них связано с уменьшением быстродействия системы, а выполнение второго — с его увеличением. Существуют различные способы удовлетворения отмеченных противоречивых требований. К их числу относятся; коммутация параметров фильтра нижних частот через некоторое время после начала работы системы, применение нелинейных фильтров, включение в состав фильтра интегратора и др.

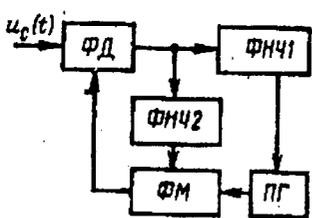


Рис. 4.7. Система ФАП с фазовым модулятором (ФМ)

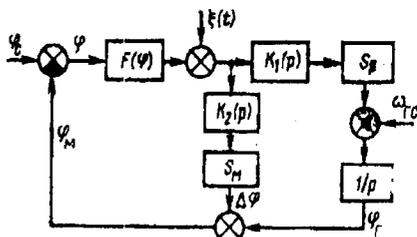


Рис. 4.8. Структурная схема системы ФАП с фазовым модулятором

Один из эффективных путей решения указанной задачи -- приме-

нение системы ФАП с дополнительным модулятором фазы – рис. 4.7. Эта схема отличается от рис. 4.1 включением фазового модулятора ФМ и дополнительного фильтра ФНЧ2. Напряжение с выхода фазового детектора в рассматриваемой системе не только управляет частотой подстраиваемого генератора, но и, пройдя через фильтр ФНЧ2, с помощью фазового модулятора дополнительно изменяет фазу колебаний, поступающих на фазовый детектор. Включение в систему ФАП дополнительной цепи регулирования, состоящей из фильтра и фазового модулятора, позволяет, не изменяя быстродействия системы в целом, увеличить инерционность фильтра ФНЧ1 и снизить тем самым флюктуации фазы подстраиваемого генератора, вызванные действием внутреннего шума приемника.

Структурная схема системы ФАП с фазовым модулятором – рис.4.8. Разность фаз колебаний на входах фазового детектора равна

$$\varphi = \varphi_c - \varphi_m, \quad \varphi_m = \varphi_r - \Delta\varphi, \quad (4.9), (4.10)$$

где φ_c , φ_r – фазы сигнала и подстраиваемого генератора; φ_m – фаза опорного напряжения на входе фазового детектора; $\Delta\varphi$ – сдвиг фаз, внесенный фазовым модулятором.

Полагая, что работа происходит в пределах линейного участка характеристики фазового модулятора, записываем

$$\Delta\varphi(t) = S_m K_2(p) u_d(t), \quad (4.11)$$

где S_m – крутизна характеристики фазового модулятора; $K_2(p)$ – операторный коэффициент передачи фильтра ФНЧ2; $u_d(t)$ – напряжение фазового детектора.

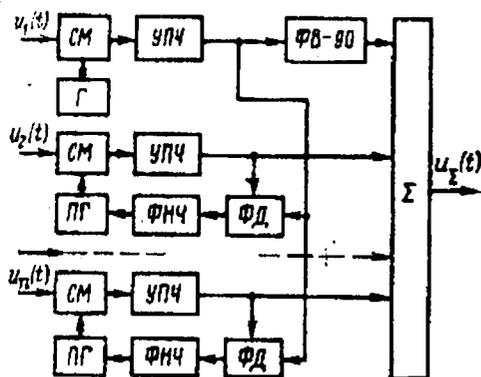


Рис. 4.9. Принцип суммирования сигналов:

- СМ – смеситель;
- ФД – фазовые детекторы;
- Σ – сумматор;
- ФВ-90 – фазовращатель на 90°.

Системы ФАП используются также в фазированных антенных решетках для когерентного суммирования сигналов, принимаемых отдельными элементами решетки. Принцип такого суммирования по-

ясняется схемой на рис. 4.9. Сигналы $u_1(t)$, $u_2(t)$, ..., $u_n(t)$, принятые отдельными элементами антенны, имеют различные фазы и непосредственное суммирование их неэффективно. Один из каналов системы выбирается в качестве опорного канала – верхний на рис. 4.9. Принятый им сигнал после преобразования в смесителе (СМ) и усиления в УНЧ служит опорным напряжением и поступает на фазовые детекторы (ФД) остальных каналов. В результате работы системы ФАП фазы полезных напряжений на выходах УПЧ этих каналов поддерживаются одинаковыми и отличаются от фазы опорного напряжения на 90° .

5. ЧАСТОТНЫЕ ДИСКРИМИНАТОРЫ

В информационных системах детектор частоты сигнала называется частотным детектором, а в измерительных системах – частотным дискриминатором.

Частотный детектор (ЧД) – преобразователь, выходной параметр (напряжение, ток и т.д.) которого пропорционален мгновенной частоте входного сигнала.

Для входного сигнала

$$u_{in} = U_{in} \cos[\omega(t)]$$

выходное напряжение частотного детектора $E_{fd} \sim \omega(t)$.

Детектирование частоты возможно путем преобразования изменения частоты в изменение другого параметра с последующим детектированием преобразованного сигнала. По виду предварительного преобразования ЧМ сигнала методы детектирования можно разделить на три группы: ЧМ-ФМ-ФД, ЧМ-АМ-АД, преобразование входного сигнала в импульсную форму.

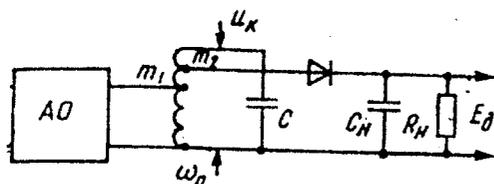


Рис.5.1. Частотный детектор с преобразованием ЧМ-АМ: АО – амплитудный ограничитель; m_1, m_2 – коэффициенты включения колебательного контура

5.1. ЧД с аналоговыми промежуточными преобразованиями

Преобразование ЧМ-АМ

В частотных детекторах с аналоговыми промежуточными преобразованиями сигнал преобразуется в АЧМ колебание расстроенными относительно средней частоты сигнала резонансными цепями с последующим детектированием амплитудными детекторами.

Промежуточное преобразование ЧМ сигнала в детекторе можно реализовать резонансным LC -контуром – рис. 5.1. В преобразователе используется наклонный участок АХЧ контура, где зависимость напряжения на контуре U_k от частоты f близка к линейной. Резонансная частота контура отличается от средней частоты сигнала на величину f_n – рис.5.2. Такой преобразователь называют расстроенным относительно частоты сигнала контуром. При использовании наклонного участка АХЧ контура возникает сопутствующая амплитудная модуляция – рис. 5.2. Изменение амплитуды U_k напряжения на контуре соответствует закону изменения частоты входного сигнала. Напряжение с контура подается на амплитудный детектор, выходное напряжение которого функционально связано с мгновенной частотой входного сигнала $E_{fd} = F(f_c)$.

Частотный детектор с одиночным расстроенным контуром (рис.5.1)

$$U_k = \frac{U_{k0}}{\sqrt{1 + \left[\frac{2(f_i - f_o)}{f_o d_e} \right]^2}},$$

где $U_{k0} = I_1 m_1 R_{oe}$ – амплитуда напряжения на контуре при резонансе;
 I_1 – амплитуда первой гармоники выходного тока АО;
 d_e – эквивалентное затухание контура.

Выходное напряжение детектора

$$E_{fd} = U_{k0} m_1 \cos \theta, \quad \text{где } \theta - \text{угол отсечки.}$$

$$\text{Напряжение на контуре } U_k = U_{k0} / \sqrt{1 + [2(f_c - f_n) / f_n d_e]^2},$$

где $U_{k0} = I_{m1} \cdot m_1 \cdot m_2 \cdot R_3$; I_{m1} – амплитуда первой гармоники тока на выходе АО; d_e – эквивалентное затухание контура. Тогда

$$E_{fd} = U_k \cos \theta = U_{k0} \cos \theta / \sqrt{1 + 4\xi^2},$$

где $\cos \theta$ – коэффициент передачи амплитудного детектора;

$$\xi = \left(\frac{f_c}{f_o} - \frac{f_n}{f_c} \right) / d_e - \text{обобщенная расстройка контура.}$$

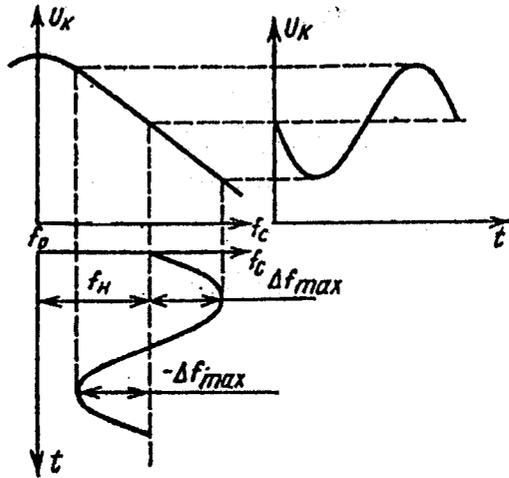


Рис.5.2. Преобразование ЧМ-АМ

Характеристика детектирования, построенная по выражению для $E_{\text{ЧД}}$, по форме совпадает с АЧХ используемой в ЧД линейной цепи – в данном случае с резонансной характеристикой контура. Подобные простейшие ЧД применяются только в системах с узкополосной ЧМ, поскольку не обладают достаточно линейными детекторными характеристиками. Повысить линейность характеристики детектирования ЧД на рис.5.1 можно уменьшением добротности контура, но лучше использовать балансный ЧД с взаимно расстроенными контурами, рис. 5.3.

Балансный ЧД с взаимно расстроенными контурами – два ЧД с одиночными расстроенными контурами – рис.5.3. Один из контуров имеет резонансную частоту f_{01} выше центральной частоты f_c входного сигнала, а другой – ниже $f_{02} < f_c$.

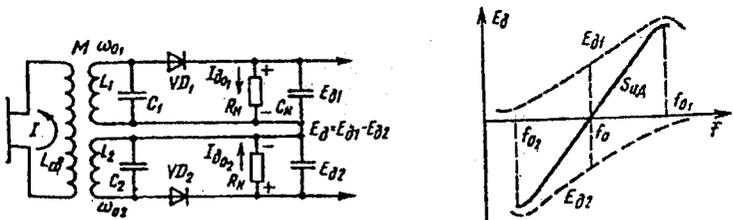


Рис.5.3. Балансный частотный детектор с взаимно расстроенными контурами

Балансный частотный детектор с взаимно расстроенными контурами (рис. 5.3) содержит два ЧД с одиночными контурами (рис. 5.1); L_1C_1 -контур первого ЧД настроен на частоту f_{01} , превышающую среднюю частоту f_0 на δf , а L_2C_2 -контур второго ЧД – на частоту f_{02} , которая на δf ниже средней частоты входного сигнала f_0 . При частоте сигнала $f = f_0$ напряжения на обоих контурах одинаковые $U_{K1} = U_{K2}$, и выходные напряжения амплитудных детекторов также одинаковы, но противоположны по знаку $E_{АД1} = -E_{АД2}$ и напряжение на выходе ЧД $E_{ЧД} = 0$ – рис. 5.3. При $f > f_0$ напряжение U_{K1} на первом контуре становится больше, чем напряжение U_{K2} на втором, и соответственно $|E_{АД1}| > |E_{АД2}|$ и выходное напряжение частотного детектора $E_{ЧД} > 0$. При $f < f_0$ соотношение напряжений:

$$U_{K1} < U_{K2}, |E_{АД1}| > |E_{АД2}| \text{ и } E_{ЧД} < 0.$$

Характеристика детектирования балансного ЧД с взаимно расстроенными контурами практически симметрична, поэтому при детектировании отсутствуют искажения по второй гармонике. При значительном взаимном различии настройки контуров характеристика детектирования становится нелинейной.

Детекторы с преобразованием ЧМ-ФМ. Усилитель с одиночным резонансным контуром имеет симметричную фазово-частотную характеристику (ФЧХ) – рис. 5.4, а). Фазовый сдвиг φ в некоторых пределах пропорционален разности частоты сигнала и резонансной частоты контура, что позволяет использовать контур для преобразования изменений частоты в изменения фазового сдвига с последующим фазовым детектированием.

Один из вариантов ЧД с промежуточным преобразованием ЧМ – ФМ – АМ показан на рис. 5.4. LC -контур настроен на среднюю частоту сигнала. Выходной ток амплитудного ограничителя \dot{I} наводит в LC -контуре ЭДС, которая вызывает в нем ток \dot{I}_K . Этот ток создает на контуре напряжение \dot{U} , сдвиг фазы φ которого зависит от частоты сигнала – рис. 5.4, а).

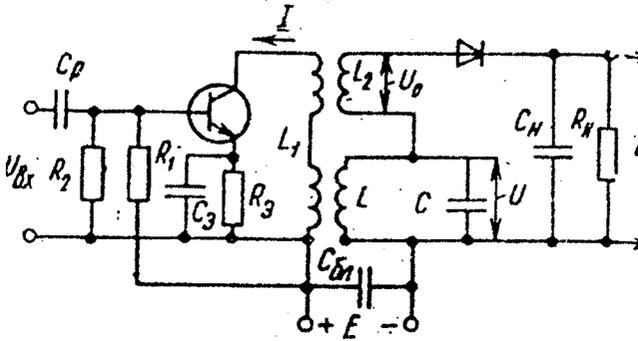


Рис.5.4. Частотный детектор с преобразованием ЧМ-ФМ

Ток I создает на катушке связи L_2 напряжение \bar{U}_0 , фаза которого практически совпадает с фазой тока I в широкой полосе частот.

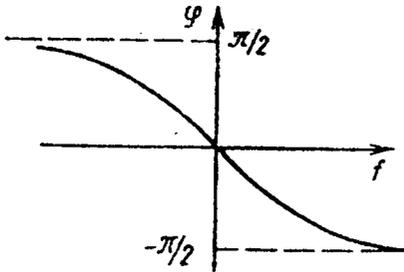


Рис. 5.4 а). ФЧХ резонансного контура

Результирующее напряжение с амплитудой

$$U_{\Sigma} = \sqrt{U + U_0 + 2U_0U \cos \varphi}$$

детектируется схемой АД, состоящей из диода и ФНЧ (нагрузки) $R_{н}$, $C_{н}$. Напряжение на выходе амплитудного детектора пропорционально напряжению U_{Σ} , которое зависит от фазового сдвига $\varphi = F(f)$, поэтому выходное напряжение $E_{чД}$ также зависит от частоты.

Схема ЧД с двумя связанными контурами, настроенными на среднюю частоту сигнала, -- рис. 5.5. Плечи ЧД симметричные:

$$R_{н1} = R_{н2} = R_{н}; C_{н1} = C_{н2} = C_{н}.$$

Два индуктивно связанных контура L_1C_1 и L_2C_2 настроены на среднюю частоту сигнала $f_{01} = f_{02} = f_0$. На выходе линейной цепи включены два диодных детектора, на нагрузках которых выделяются напряжения $E_{АД1}$

и E_{AD2} . Диоды VD_1, VD_2 одинаковы, $R_{H1} = R_{H2}, C_{H1} = C_{H2}$, потому коэффициенты передачи диодных детекторов одинаковы и равны $\cos\theta$. Т.о. $E_{AD1} = U_{D1} \cos\theta$ и $E_{AD2} = U_{D2} \cos\theta$, где $U_{D1}; U_{D2}$ – амплитуды высокочастотных напряжений на диодах. Постоянная составляющая тока диода VD_1 протекает по цепи

$$VD_1 \rightarrow R_{H1} \rightarrow Dp \rightarrow \text{верхняя половина } L_2 \rightarrow VD_1,$$

а постоянная составляющая тока VD_2 – по цепи

$$VD_2 \rightarrow R_{H2} \rightarrow Dp \rightarrow \text{нижняя половина } L_2 \rightarrow VD_2.$$

Высокочастотный дроссель Dp служит для замыкания цепи постоянной составляющей тока диода. Специального вычитающего устройства в схеме ЧД нет, а используется простое сложение напряжений E_{AD1} и E_{AD2} в противоположной полярности, следовательно,

$$E_{ЧД} = E_{AD1} - E_{AD2} = (U_{D1} - U_{D2}) \cos\theta \quad (5.1)$$

Высокочастотная составляющая тока диода VD_1 протекает по цепи:

$$VD_1 \rightarrow C_{H1} \rightarrow C_{H2} \rightarrow \perp (\text{общ. пр.}) \rightarrow C_{БЛ} \rightarrow L_1 C_1 \rightarrow C_{СВ} \rightarrow L_2 C_2 \rightarrow VD_1.$$

К диоду VD_1 приложено: половина напряжения на втором контуре $0,5\bar{U}_2$ и напряжение на первом контуре \bar{U}_1 , т. е. $\bar{U}_{D1} = \bar{U}_1 + 0,5\bar{U}_2$. Напряжение \bar{U}_1 выделяется на дросселе Dp , подключенном по высокой частоте параллельно первому контуру $L_1 C_1$. Для того чтобы индуктивность дросселя L_{Dp} не влияла на индуктивность первого контура, при ее выборе выполняется условие $L_{Dp} \approx 10L_1$.

По аналогии для диода VD_2 можно записать $\bar{U}_{D2} = \bar{U}_1 - 0,5\bar{U}_2$; знак «минус» обусловлен «встречным» включением диодов VD_1, VD_2 – к диодам прикладываются противоположные полярности напряжения u_2 .

Для пояснения принципа работы ЧД с двумя связанными контурами условно будем считать напряжение на первом контуре опорным, поэтому фазу вектора напряжения \bar{U}_1 можно принять равной нулю. Из выражения для ЭДС, наводимой во втором контуре

$$\bar{E}_2 = j\omega M \cdot \dot{I}_{L1} = j\omega M \bar{U}_1 / (r_1 + j\omega L_1) \approx \bar{U}_1 / L_1,$$

следует, что фаза ЭДС \bar{E}_2 совпадает с фазой \bar{U}_1 . ЭДС \bar{E}_2 вызывает ток во втором контуре, $\dot{I}_2 = \bar{E}_2 / [r_2 + j(\omega L_2 - 1/\omega C_2)]$. Здесь r_1, r_2 – сопротивления потерь 1-го и 2-го контуров соответственно.

При резонансе ток во втором контуре \dot{I}_2 и ЭДС \bar{E}_2 связаны соотношением $\dot{I}_2 = \bar{E}_2 / r_2$ – векторы напряжений \bar{U}_1, \bar{E}_2 и тока \dot{I}_2 при $\omega_C = \omega_0$ совпадают по фазе. Напряжение на конденсаторе C_2 второго контура

$\vec{U}_2 = I_2/j\omega C_2$ отстает от тока \vec{I}_2 на 90° . Половина напряжения на конденсаторе C_2 , действующая относительно средней точки катушки индуктивности L_2 , через нижнюю половину витков (см. рис.5.6), прикладывается к диоду VD_2 и опережает \vec{U}_1 на 90° ; другая половина напряжения на конденсаторе C_2 через верхнюю половину витков катушки L_2 прикладывается к диоду VD_1 и отстает от напряжения \vec{U}_1 на 90° . Вектор напряжения на диоде VD_1 равен сумме $\vec{U}_{D1} = \vec{U}_1 + 0,5\vec{U}_2$, а вектор $\vec{U}_{D2} = \vec{U}_1 - 0,5\vec{U}_2$. Очевидно, что при резонансе $|\vec{U}_{D1}| = |\vec{U}_{D2}|$, следовательно, $E_{D1} = E_{D2}$; $E_{чД} = E_{D1} - E_{D2} = 0$.

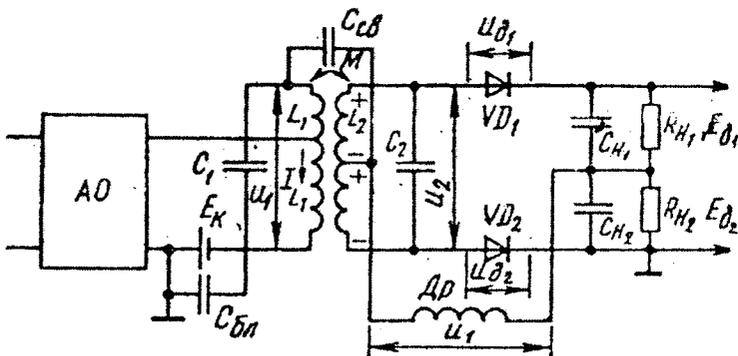


Рис. 5.5. Частотный детектор со связанными резонансными контурами

В качестве опорного вектора берем \vec{U}_1 ; ЭДС, наводимая на втором контуре $\vec{E}_2 \approx M \vec{U}_1 / L_1$, — ее фаза совпадает с фазой \vec{U}_1 . Ток во втором контуре $\vec{I}_2 = \vec{E}_2 / [r_2 + j(\omega L_2 - 1/\omega C_2)]$; при условии $\omega_c > \omega_0$ сопротивление 2-го контура $X_2 = (\omega L_2 - 1/\omega C_2)$ имеет индуктивный характер, следовательно, ток \vec{I}_2 отстает по фазе от ЭДС \vec{E}_2 . Напряжение \vec{U}_2 на конденсаторе C_2 отстает от тока \vec{I}_2 на 90° . К диоду VD_1 приложено напряжение $0,5\vec{U}_2$, которое отстает от тока \vec{I}_2 на 90° , а к диоду VD_2 приложено напряжение $-0,5\vec{U}_2$, опережающее ток \vec{I}_2 на 90° . Сложив соответствующие векторы, определим \vec{U}_{D1} и \vec{U}_{D2} . При $\omega_c > \omega_0$ очевидно $\vec{U}_{D2} > \vec{U}_{D1}$ при этом $E_{D2} > E_{D1}$ и $E_{чД} < 0$.

Таким образом, в ЧД со связанными контурами на рис. 5.5 изменение частоты сигнала f_c относительно резонансной частоты контуров f_0 приводит к изменению фазового сдвига между ЭДС \vec{E}_2 , наво-

димой на втором контуре, и током I_2 в нем. Это приводит к изменению напряжений \bar{U}_{D1} и \bar{U}_{D2} на диодах, а следовательно, и выходного напряжения $E_{ЧД}$.

Форма характеристики детектирования ЧД зависит от добротности контуров и степени связи между ними.

Схема дробного частотного детектора (вариант ЧД со связанными контурами) – рис.5.6.

Дробный ЧД (рис. 5.6), называемый иногда детектором отношения, не чувствителен к амплитудной модуляции входного сигнала, благодаря чему отпадает необходимость в амплитудном ограничителе. Схема дробного ЧД на рис. 5.6 может рассматриваться как вариант схемы ЧД со связанными контурами – отличается от схемы на рис. 5.5 способом включения диодов и нагрузки, а вместо дросселя Dp и конденсатора связи C_{CB} используется катушка связи L_3 . Вместо «встречного» включения диодов VD_1, VD_2 здесь они включены последовательно.

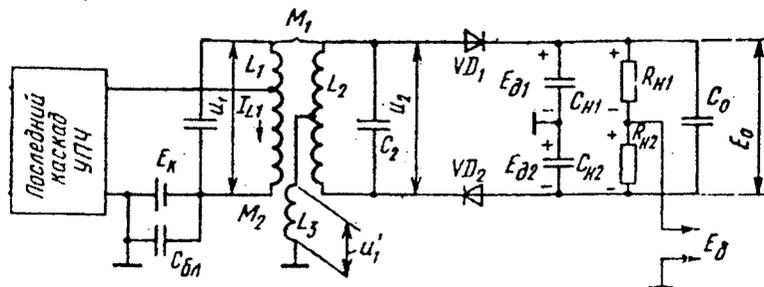


Рис.5.6. Дробный частотный детектор

Коэффициент взаимной индукции между катушками индуктивности L_1, L_2 равен M_1 , а коэффициент взаимной индукции между катушками L_1, L_3 равен M_2 . Каждое из высокочастотных напряжений \bar{U}_{D1} и \bar{U}_{D2} , подводимых к диодам VD_1, VD_2 , так же, как в ЧД со связанными контурами на рис. 5.5, представляет собой сумму напряжений: напряжения \bar{U}_1 на катушке связи L_3 и половины напряжения на втором контуре $\bar{U}_2/2$. Напряжение $\bar{U}'_1 = M_2 \bar{U}_1 / L_1$ на катушке связи L_3 по фазе совпадает с напряжением \bar{U}_1 на первом контуре. Поэтому векторные диаграммы, рассмотренные при анализе работы ЧД со связанными контурами, останутся справедливыми и для дробного ЧД.

ЧД с преобразованием сигнала в импульсную форму

Квазигармонический сигнал преобразуется в импульсную последовательность, которая обрабатывается логическими схемами.

После логической обработки сигнал переводится в непрерывную форму. Цифровая форма сигнала в описываемых здесь схемах отсутствует.

Пример 1. Детектор с преобразованием ЧМ в широтно-импульсную модуляцию (ШИМ) – рис.5.7.

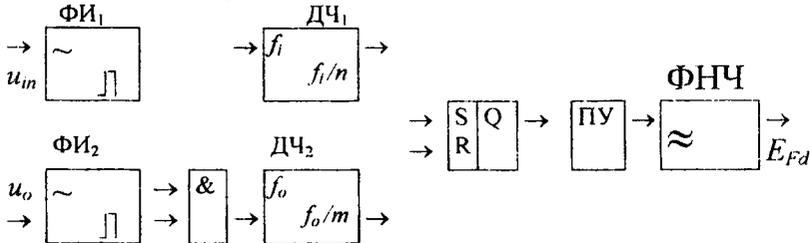
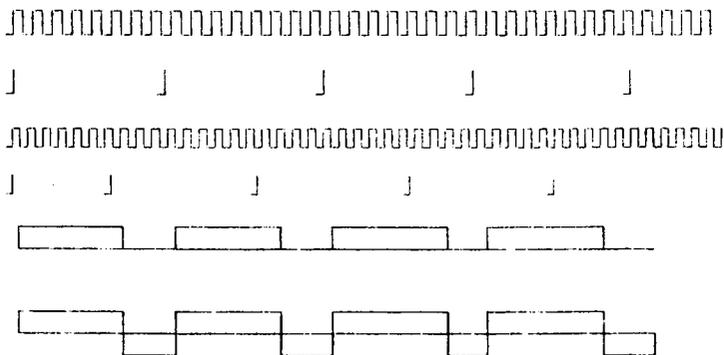


Рис.5.7. Частотный детектор с преобразованием ЧМ-ШИМ



На выходе делителя частоты ДЧ₁ импульсная последовательность имеет период $T_i = n/f_i$, где f_i – частота входного сигнала. Эти импульсы с периодом T_i , поступаая на вход S (Set – установка) триггера, переводят его в состояние “1” по выводу Q. Делитель ДЧ₂ (счетчик) работает в старт-стопном режиме. На его вход начинают поступать импульсы с частотой f_o при появлении логической “1” на выводе Q триггера. Через интервал $\tau = m/f_o$ на выводе счетчика ДЧ₂ появляется логическая единица, которая, поступаая на вход R (Reset - сброс) триггера, переводит его в состояние “0”. Поток импульсов на входе счетчика ДЧ₂ прекращается до появления логической “1” на выводе Q триггера. На выводе триггера, таким образом, формируются импульсы, длительность которых пропорциональна f_i – частоте входного сигнала.

Принцип работы основан на преобразовании ЧМ в широтно-импульсную модуляцию (ШИМ). Однополярные импульсы на выходе триггера преобразуются в биполярные импульсы преобразователем уровня (ПУ). Напряжение на выходе ФНЧ пропорционально ширине импульсов положительной полярности

$$E_{vd} = U_0 \frac{\tau}{T_i} - U_0 \frac{T_i - \tau}{T_i} = U_0 \left(\frac{2\tau}{T_i} - 1 \right), E_{Fd} = U_0 \left(\frac{2mf_i}{nf_0} - 1 \right).$$

Для того чтобы центральная частота ЧМ-сигнала f_c соответствовала нулевому значению выходного напряжения необходимо выполнить условие: $f_i = f_c$ при $E_{Fd} = 0$, т.е. $f_c = nf_0/2m$.

Условие работы ЧД: $T_i \geq \tau \Rightarrow nf_0/m \geq f_i$.

Детектор с преобразованием ЧМ в частотно-импульсную модуляцию (ЧИМ) – рис.5.8.

Формирователь импульсов $\Phi И_1$ преобразует входное квазигармоническое колебание с мгновенной частотой f_i в последовательность коротких прямоугольных импульсов с переменным периодом $T_i = 1/f_i$. Аналогично, формирователь импульсов $\Phi И_2$ преобразует опорное гармоническое колебание со стабильной частотой f_0 в последовательность коротких прямоугольных импульсов с постоянным периодом $T_0 = 1/f_0$.

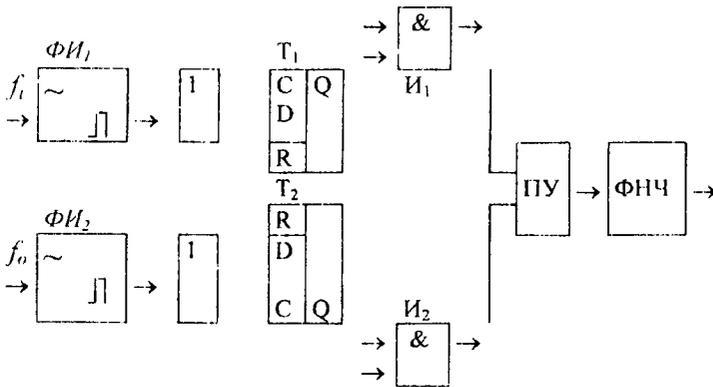


Рис.5.8. Частотный детектор с преобразованием ЧМ-ЧИМ

Триггеры T_1, T_2 переходят в состояние логической единицы на срезе импульсов, поступающих на синхронизирующий вход C , при условии наличия логической единицы на входе \bar{R} . Если же напряжение

на входе \bar{R} соответствует логическому нулю, то импульсы на синхронизирующем входе С переводят триггер в нулевое состояние. Триггеры переходят из одного состояния в другое на срезе (заднем фронте) синхроимпульса.

Через каждую из схем совпадения & проходят импульсы с выходов формирователей ФИ только при наличии логической единицы на выходе Q соответствующего триггера. Т.о., при $f_i > f_o$ на выходе схемы совпадения И₁ появляется импульс только в том случае, если два соседних импульса на выходе ФИ₁ окажутся между двумя соседними импульсами на выходе ФИ₂. Это соответствует интервалам времени, когда фазы входного и опорного сигналов почти совпадают. При постоянной разности частот разность фаз линейно меняется. Частота повторения импульсов на выходе ФИ₁ определяется числом периодов изменения разности фаз от 0 до 2π

$$N = T_o / (T_o - T_i),$$

где $T_i = 1/f_i$, $T_o = 1/f_o$ – периоды входного сигнала и опорного колебания соответственно.

Частота повторения импульсной последовательности на выходе И₁

$$F_1 = 1/T = 1/N T_i = (T_o - T_i) / T_o T_i.$$

Отсюда получаем

$$F_1 = f_i f_o (1/f_o - 1/f_i) = (f_i - f_o).$$

Аналогично при ($f_i < f_o$) импульсная последовательность с частотой $F_2 = (f_o - f_i)$ появляется на выходе схемы совпадения И₂.

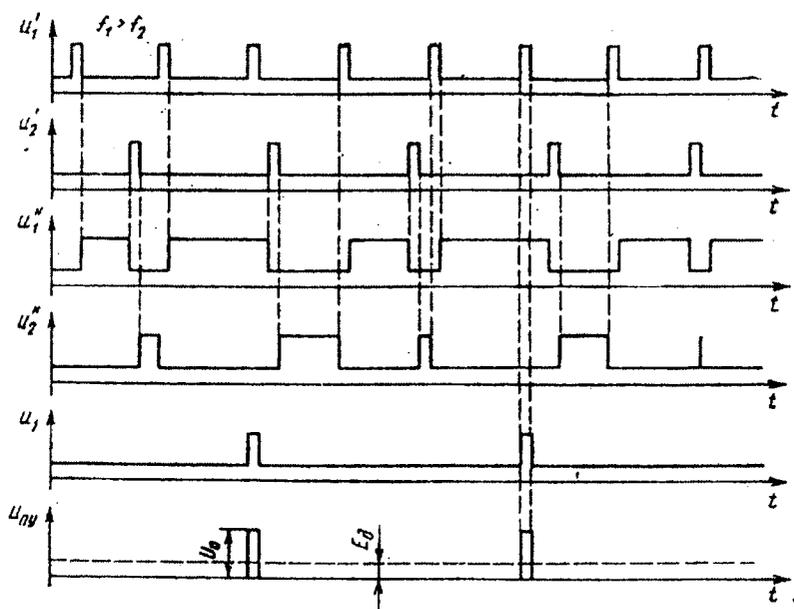
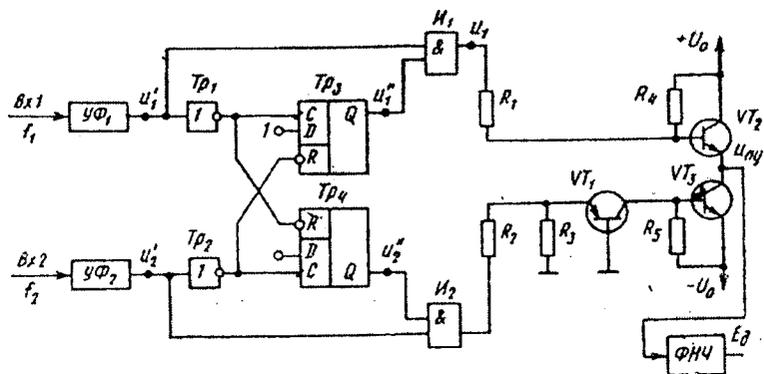


Рис.5.9. Частотный детектор с преобразованием ЧМ-ШИМ

6. ДЕТЕРМИНИРОВАННЫЙ АНАЛИЗ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

Развитие техники радиоприема — в первую очередь освоение ОВЧ и более высокочастотных диапазонов ($f_c > 30$ МГц), повышение помехозащищенности, улучшение эксплуатационных показателей аппаратуры — привело к необходимости автоматизации подстройки частоты гетеродина.

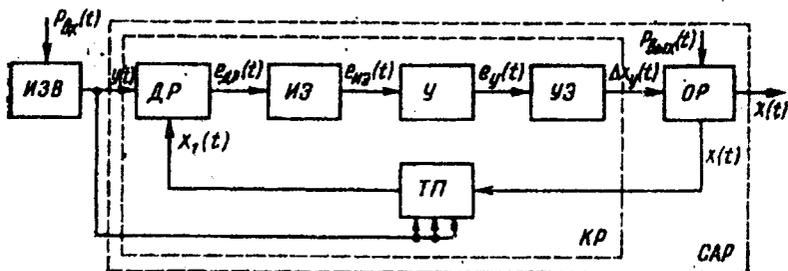


Рис. 6.1. Система автоматического регулирования:

КР — контур (кольцо) регулирования; **ОР** — объект регулирования;

ИЗВ — источник задающего воздействия; **ДР** — датчик рассогласования;

ТП — тракт приведения; **ИЭ** — инерционный элемент;

УЭ — управляющий элемент.

Специально разработанные радиотехнические устройства называются системами автоматической подстройки частоты (АПЧ) — по своему назначению. Системы АПЧ — одна из разновидностей класса систем автоматического регулирования (САР) — рис. 6.1. Состав САР: контур (или кольцо) регулирования (КР), включающий несколько звеньев, и объект регулирования (ОР). Внешний источник задающего воздействия (ИЗВ) определяет входную величину $u(t)$, которой в любой момент t должна соответствовать выходная регулируемая величина (параметр) $x(t)$. САР — система направленного действия (если не учитывать паразитные связи); направление действия системы указывают стрелки на рис. 6.1. Мгновенные значения параметра $x(t)$, характеризующие состояние объекта регулирования (ОР), сравниваются в датчике рассогласования (ДР) с сигналом $u(t)$. Для приведения регулируемой величины к масштабу, при котором возможна работа датчика рассогласования ДР, контур регулирования содержит тракт приведения (ТП), выходной

параметр которого $x_1(t)$ должен содержать в себе ту же информацию об ОР, что и параметр $y(t)$. В датчике рассогласования ДР вырабатывается сигнал ошибки $e_{\text{ДР}}(t)$, зависящий от рассогласования между $y(t)$ и $x_1(t)$ — от разности $y(t) - x_1(t)$.

Инерционный элемент (ИЭ) придает системе необходимые динамические и спектральные свойства. Усилитель в контуре регулирования (У) служит для формирования требуемого уровня сигнала управления $e_y(t)$, приложенного к элементу УЭ, управляющему состоянием объекта регулирования ОР. Эффективная работа систем автоматического регулирования (САР) возможна при условии, что в КР создается ООС по регулируемому параметру. Только в этом случае управляющее (корректирующее) воздействие $\Delta x_y(t)$, выработанное управляющим элементом (УЭ), будет направлено в сторону компенсации возникшего между $x(t)$ и $y(t)$ несоответствия. Часто в АПЧ $y(t)$ не только воздействует на датчик рассогласования (ДР), но и участвует в приведении $x(t)$ к $x_1(t)$. Распространен вариант построения системы автоматического регулирования (САР), при котором $y(t)$ воздействует только на тракт приведения ТП, а вся информация о рассогласовании между $x(t)$ и $y(t)$ содержится в величине $x_1(t)$, сравниваемой в датчике рассогласования ДР с его внутренним параметром. На работу системы автоматического регулирования САР влияют не только сигналы, но и препятствующие нормальной работе системы вредные возмущения — внутренние $p_{\text{Вых}}(t)$ и внешние $p_{\text{Вх}}(t)$ — рис. 6.1. Систему автоматического регулирования можно интерпретировать как активный фильтр, предназначенный для передачи сигнала на выход с наименьшими искажениями. Система автоматического регулирования должна подавить нежелательные компоненты с наименьшими искажениями сигнала.

В зависимости от вида задающего воздействия на систему автоматического регулирования различают два типа САР: следящие системы и системы стабилизации. В следящих системах входная величина $y(t)$ изменяется во времени, в системах стабилизации $y(t)$ — постоянная величина.

Рассматривая систему АПЧ как частный пример системы автоматического регулирования, следует пояснить физический смысл $y(t)$ и $x(t)$ — на датчик рассогласования ДР воздействуют не сами эти величины, а сигналы с параметрами квазигармонических колебаний: частота $\omega = 2\pi f$ или фаза φ . Между ними существует однозначная связь, которая для приращений $\Delta\omega$ и $\Delta\varphi$ имеет вид $\Delta\varphi = \Delta\omega / \omega$ (при $\Delta\omega = \text{const}$) или в более общем случае

Для получения сигнала ошибки можно ориентироваться как на частоту, так и на фазу колебаний и в основе датчика рассогласования (ДР) использовать частотный (ЧД) или фазовый (ФД) детектор. По этому признаку различаются три класса систем: частотная (ЧАПЧ), фазовая (ФАПЧ) и комбинированная частотно-фазовая автоподстройка частоты (ЧФАПЧ). Между ЧАПЧ и ФАПЧ много общего, однако, и различия между ними весьма существенны.

Структурные схемы систем АПЧ гетеродина, выполняющих функции слежения и стабилизации частоты, приведены на рис. 6.2. Для упрощения на рисунках не изображены входные цепи (ВЦ) и усилители радиочастоты (УРЧ) приемника. На рис.6.2, а не показан источник задающего воздействия — здесь задающее воздействие, и внешняя помеха образуются в окружающем пространстве. Наименования некоторых звеньев АПЧ отличаются от принятой терминологии в САР — на рис. 6.2 их названия дублируются в соответствующих терминах — рис. 6.1. Сплошными линиями показаны следящая ЧАПЧ и система стабилизации ФАПЧ, штриховыми линиями — следящая ФАПЧ и система стабилизации ЧАПЧ.

На рис. 6.2,а тракт приведения ТП состоит из преобразователя частоты (ПЧ) и УПЧ, входящих в линейный тракт приемника. Изменения частоты принимаемого сигнала $f_c(t)$ (задающего воздействия) должны отслеживаться регулируемой (выходной) величиной $f_r(t)$ с тем, чтобы разность между ними в любой момент была как можно ближе к $f_r(t)$. Этот эффект достигается благодаря сравнению в ЧД мгновенного значения частоты $f_{пр}(t)$ с внутренним параметром частотного детектора — переходной частотой f_d . Сигнал ошибки $e_{чд}(t)$ после фильтрации и усиления преобразуется в управляющее напряжение $e_y(t)$, приложенное к управляющему элементу УЭ. Под воздействием $e_y(t)$, частота $f_r(t)$ изменяется на $\Delta f_r(t)$ в сторону уменьшения рассогласования между $f_c(t)$ и $f_r(t)$. Управляющий элемент (УЭ) обычно входит в колебательный контур автогенератора — гетеродина (Г).

Если стабильности частот f_d и f_0 одинаковы, то система ЧАПЧ выполняет функцию слежения за частотой настройки контуров УПЧ. В следящей системе ФАПЧ (ЧАПЧ разомкнута в точке 1) сигнал ошибки $e_{фд}$ — функция разности фаз, сравниваемых в детекторе ФД колебаний с промежуточной частотой $f_{пр}(t)$ и опорной частотой $f_{оп}$. Колебание с частотой $f_{оп}$ формируется в опорном (эталонном) генераторе ОГ. Стабильность опорной частоты $f_{оп}$, называемой в дальнейшем частотой сравнения $f_{ср}$, определяется кварцевым резонатором. При отклонении

$f_{\text{ПР}}(t)$ от $f_{\text{ОП}}$ напряжение $e_y(t)$ будет изменяться в сторону уменьшения и ликвидации этого расхождение – под влиянием управляющего напряжения e_y изменяется частота колебаний гетеродина.

Процессы в системе автоматической стабилизации ПГ протекают с физической точки зрения аналогично рассмотренным выше системам, хотя в структурных схемах, приведенных на рис. 6.2, а) и б), много различий. Во-первых, на рис. 6.2, б) тракт приведения контура регулирования ТТР включает в себя обособленные от линейного тракта приемника каскады ПЧР и УПЧР. Во-вторых, источник задающего воздействия (ИЗВ) на рис. 6.2, б) – датчик опорных частот (ДОЧ), в котором формируется сетка из n дискретных частот $f_{\text{ОП}1}, \dots, f_{\text{ОП}i}, \dots, f_{\text{ОП}n}$. При анализе работы системы автоподстройки (рис. 6.10, б) отклонением частоты сигнала f_c от номинального значения f_{c0} можно пренебречь. Частота f_{Γ} в результате действия АПЧ должна быть как можно более стабильной, если, разумеется, принять, что $f_0 = f_{00}$. Система автоматической стабилизации частоты выполняет по существу функции активного фильтра, выделяющего колебания той или иной частоты сетки опорных частот и подавляющего побочные комбинационные продукты, возникающие в ДОЧ. Датчик опорных частот совместно с АПЧ образует одну из разновидностей синтезаторов сетки частот (ССЧ). Выходным каскадом ССЧ служит гетеродин с номинальными частотами $f_{\Gamma 1}, \dots, f_{\Gamma i}, \dots, f_{\Gamma n}$. Если приемник должен быть настроен на номинальную частоту сигнала f_{c0} , то в ССЧ синтезируется такая частота $f_{\Gamma i}$, которая удовлетворяла бы условию $f_{\Gamma i} = f_{c0} + f_{\text{ПР}0}$. При использовании ФАПЧ в схеме рис. 6.2, б) в ДОЧ формируется также частота $f_{\text{ОП}} = f_{\text{СР}}$. Если $f_{\Gamma} \neq f_{\Gamma i}$, то $f_{\text{ПР}}$ отличается от $f_{\text{СР}}$ и в системе возникает управляющее воздействие $\Delta f_y(t)$, компенсирующее «расстройку» f_{Γ} относительно $f_{\Gamma i}$.

Включение ЧАПЧ и ФАПЧ в общий контур регулирования образует комбинированную систему ФАПЧ.

6.2. Статические характеристики звеньев системы АПЧ

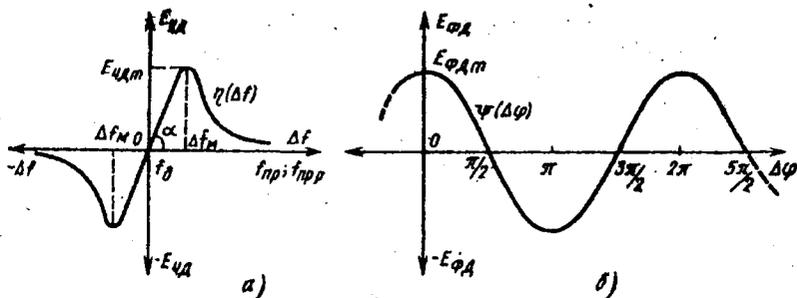


Рис. 6.3. Типичные статические характеристики детекторов: частотного – а) и фазового – б)

$f_{\text{пр}}$ — промежуточная частота

Для анализа АПЧ необходимо знать зависимость выходных величин от входных воздействий для каждого звена, участвующего в процессе автоподстройки частоты. Статическая характеристика (СХ) устанавливает указанную зависимость в стационарном режиме. В предположении безынерционности звена АПЧ можно пользоваться СХ и при анализе переходных процессов в АПЧ. В дальнейшем считается, что это допущение справедливо для всех звеньев, кроме ФНЧ — основного фактора инерционности в контуре регулирования. Для анализа АПЧ должны быть известны АЧХ, ФЧХ и переходная характеристика ФНЧ.

Определим статические характеристики ЧД и ФД:

$$E_{\text{ЧД}} = \eta(\Delta f) \text{ и } E_{\text{ФД}} = \psi(\Delta \varphi),$$

где в левых частях фигурируют постоянные напряжения; Δf — частотная «расстройка» $f_{\text{пр}}$ (или $f_{\text{пр.р}}$) относительно $f_{\text{Д}}$; $\Delta \varphi$ — разность фаз подводимых к ФД колебаний. Очевидно, что для схемы рис. 6.2, а)

$$\Delta f = f_{\text{пр}} - f_{\text{Д}} = f_{\Gamma} - f_{\text{С}} - f_{\text{Д}}. \quad (6.2 \text{ а})$$

а для схемы рис. 6.2, б)

$$\Delta f = f_{\text{пр.р}} - f_{\text{Д}} = f_{\Gamma} - f_{\text{ОП}} - f_{\text{Д}}. \quad (6.2 \text{ б})$$

На рис. 6.3, а) приведена типичная статическая характеристика (СХ) частотного детектора с переходной частотой $f_{\text{Д}}$, задаваемой резонансными контурами, а на рис. 6.3, б) — косинусоидальная СХ фазового детектора. В последнем случае имеется множество значений переходных разностей фаз $\Delta \varphi_{\text{Дк}} = (2k + 1) \pi/2$, где $k = 0, 1, 2, \dots$

В системах АПЧ используются частотные и фазовые детекторы с различными формами статических характеристик, вносящие специфические особенности в работу ЧАПЧ и ФАПЧ. Однако основные закономерности работы обоих видов систем автоподстройки можно выяснить из анализа изображенных кривых. Частота f_D и разность фаз $\Delta\varphi_D$ называются «переходными»: они соответствуют параметрам, при которых СХ переходят через нуль, полярности напряжений $E_{чД}$ и $E_{фД}$ изменяются – рис. 6.3.

Для определения характеристик ЧАПЧ необходимо знать крутизну статической характеристики (В/Гц) в начале координат

$$S_{чД} = \operatorname{tg} \alpha = dE_{чД}/d(\Delta f) \quad \text{при } \Delta f \rightarrow 0,$$

абсциссу Δf_M , максимальное напряжение $E_{чДm}$ – рис. 6.3, а).

Существенное значение имеет форма падающей ветви кривой при $\Delta f \rightarrow \Delta f_M$. В то же время линейность начального участка характеристики в ЧАПЧ роли не играет.

Для ФД, включенного в ФАПЧ, необходимо знать зависимость крутизны (В/град или В/рад) $S_{фД} = dE_{фД}/d(\Delta\varphi)$ от $\Delta\varphi$ и максимальное напряжение $E_{фДm}$. Выходное напряжение ЧД $E_{чД}$ – функция Δf – от фазы входных колебаний не зависит. В то же время величина $E_{фД}$ (функция $\Delta\varphi$) реагирует также и на изменение фазы $\Delta\varphi$ – на частоту входных колебаний $\omega = d\varphi/dt$. Если на входы ФД поступают асинхронные колебания (с неравными частотами), то фазовое рассогласование между ними при $\Delta f = \text{const}$ растет по закону $\Delta\varphi = 2\pi\Delta f t$ – на выходе ФД образуется переменное (в данном случае гармоническое) напряжение с амплитудой $E_{фД}$ и периодом $T = 1/\Delta f$. Таким образом, статическая характеристика ФД может быть снята только при $\Delta f = 0$ (синхронные колебания) и $\Delta\varphi = \text{var}$.

В качестве управляющих элементов можно использовать электронные, механические и электронно-механические устройства. Для перестройки гетеродинов во всех частотных диапазонах вплоть до СВЧ применяются в основном варикапы. Преимущества варикапов: безынерционность управления, большие пределы изменения емкости, малая потребляемая мощность. Основной недостаток варикапов – нелинейные эффекты в перестраиваемых цепях при больших уровнях высокочастотного напряжения.

Вольт-фарадная характеристика варикапа

$$C_{П} = C_0 (1 + |E|/\varphi_K)^{\gamma}, \quad (6.5)$$

где C_{Π} — барьерная емкость p - n -перехода; E — запирающее (обратное) напряжение; Φ_K — контактная разность потенциалов ($\Phi_K = 0,5 \dots 0,8$ В); C_0 — емкость при $E = 0$; γ — постоянный коэффициент, зависящий от типа перехода (чаще всего $\gamma = 1/2$).

Пределы изменения E ограничены необходимостью выполнения неравенства

$$|E_1| < |E| < |E_2|,$$

где $|E_1|$ — пробивное напряжение; $|E_2|$ — прямое напряжение (соответствующее прямой проводимости) p - n -перехода. В варикапных матрицах перекрытие по емкости C_{Π} достигает значений 15 ... 20.

Зависимость частоты $f_{\Gamma}(E)$ — нелинейная функция, обусловленная формулой (6.5) и связью частоты гетеродина f_{Γ} с емкостью электрического перехода C_{Π} — рис. 6.4. В абсолютной системе отсчета $|E| - f_{\Gamma}$ (на рис. 6.4 — штрихпунктирные линии) зависимость $f_{\Gamma}(E)$ имеет вид кривой 1.

Введем относительную систему координат $E_y - \Delta f_y$ с началом в рабочей точке a , соответствующей напряжению $|E_{p,t}|$ и частоте $f_{\Gamma 0}$. Статическая характеристика УЭ, обозначаемая функцией $\Delta f_y = \xi(E_y)$, представлена на рис. 6.4 той же кривой 1. Если допустить, что в начальный момент $t = 0$ существует «расстройка» $\Delta f_H = f_{\Gamma} - f_{\Gamma 0}$, то СХ эквидистантно переместится вверх на отрезок Δf_H и займет положение кривой 2. В этом случае отсчет Δf_y производится относительно a' с координатами 0; Δf_H . Для систем АПЧ некоторые отклонения СХ от прямой линии в области малых $|E_y|$ незначительны. Важно лишь обеспечить заданные пределы перестройки $\Delta f_{y,m}$ при определенном перепаде управляющего напряжения. Поэтому вполне корректна аппроксимация СХ УЭ штриховой линией 3 с крутизной (Гц/В) возрастающего участка $S_{чд} = \text{tg } \beta = d(\Delta f_y) / d E_y$ при $E_y \rightarrow 0$.

Фильтр нижних частот (ФНЧ) в контуре регулирования АПЧ определяет фильтрующую способность и динамические свойства системы в целом (спектральные параметры выходного сигнала, длительность и качество переходных процессов, устойчивость). К характеристикам ФНЧ предъявляются жесткие и противоречивые требования (особенно в ФАПЧ). В зависимости от типа и назначения АПЧ в качестве ФНЧ могут использоваться как простейшие RC-цепи, так и сложные многозвенные структуры.

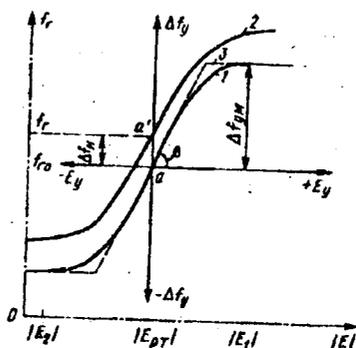


Рис. 6.4. Статические характеристики управляющего элемента

Включение в контур регулирования широкополосного усилителя (УПТ) необходимо для того, чтобы обеспечить заданный уровень управляющего напряжения E_y на входе УЭ, а также при необходимости, изменить знак крутизны $S_{\text{чд}}$ или $S_{\text{фд}}$. Кроме рассмотренных звеньев в АПЧ могут использоваться каскады, имеющие специфическое назначение (ключевые и фиксирующие схемы, генераторы пилообразного напряжения и др.).

Характеристики системы АПЧ. Автономная система АПЧ после включения не реагирует на внешние и внутренние возмущения. Такая система работает в двух режимах: переходном и стационарном (установившемся).

Неавтономная система АПЧ переходит из одного состояния в другое, реагируя на изменяющиеся внешние и внутренние воздействия — стационарный режим в неавтономной системе невозможен. Однако, если уровень всех возмущений остается таким же, как и при $t = 0$, то режим можно считать стационарным (квазистационарным). Стационарный режим нельзя отождествлять с одной из его разновидностей — состоянием покоя. Если в следящей системе АПЧ частота f_c непрерывно меняется, то система должна корректировать частоту f_1 . Движение совершается и в установившемся режиме. Будем различать эффективный и неэффективный стационарные режимы. В эффективном режиме система функционирует нормально. В неэффективном режиме система неработоспособна — возбуждается или оказывает на гетеродин не подстраивающее, а расстраивающее действие. В дальнейшем, если не делается специальных оговорок, понятие стационарного режима относится к первому случаю.

Существуют следующие важнейшие характеристики системы АПЧ: длительность $t_{пер}$ и вид переходных процессов (апериодический или колебательный); точность, оцениваемая по остаточной ошибке (рассогласованию) в стационарном режиме $\Delta f_{ост}$ или $\Delta \varphi_{ост}$ для ЧАПЧ и ФАПЧ соответственно); полосы захвата (Δf_3) и удержания ($\Delta f_{уд}$), внутри которых возможно наступление стационарного режима; помехоустойчивость (фильтрующие свойства) — способность неавтономной системы эффективно работать, находясь под воздействием помех. Полоса $\Delta f_{уд}$ равна максимальной «расстройке» $f_{Г}$ относительно $f_{Г0}$, при которой обеспечивается установление стационарного режима после включения АПЧ (или замыкания контура регулирования). Величина Δf_3 может быть найдена и в работающей системе, если указанная «расстройка» произошла скачкообразно. Несмотря на то, что сам по себе процесс захвата является переходным, полюсу Δf_3 относят к показателям стационарного режима, так как она характеризует лишь начальное (при $t = 0$) и конечное (при $t \rightarrow \infty$) состояния системы. Полоса $\Delta f_{уд}$ определяется при включенной АПЧ как максимальная частотная «расстройка», при которой еще сохраняется установившийся режим. При этом любые изменения $f_{Г}$ должны происходить настолько медленно, чтобы с переходными процессами в системе можно было не считаться.

6.3. Уравнения движения координат в системах АПЧ

Универсальный метод исследования с помощью дифференциальных уравнений, описывающих движение координат в системе, дает возможность получить все необходимые сведения о переходных и установившихся процессах в системе АПЧ.

Неавтономная следающая система ЧАПЧ под действием детерминированных возмущений. Пусть в данный момент t отклонения частот $f_{Г}$, $f_{С}$ и $f_{Д}$ от своих номинальных значений при замкнутом контуре регулирования равны $\Delta f_{Г}(t)$, $\Delta f_{С}(t)$ и $\Delta f_{Д}(t)$ — считаем, что $f_{Д0} = f_{00}$ и $f_{Д}(t) \equiv \Delta f_{0}(t)$. Полагая, что используется «верхняя» настройка гетеродина $f_{Г0} > f_{С0}$, и принимая во внимание, что при $f_{Г} = f_{Г0}$, $f_{С} = f_{С0}$ и $f_{Д} = f_{Д0}$ правая часть (6.4а) равна нулю, получаем

$$\Delta f(t) = \Delta f_{Г}(t) - \Delta f_{С}(t) - \Delta f_{Д}(t). \quad (6.6)$$

Уравнения звеньев в обозначениях рис. 6.10, а) имеют вид

$e_{\text{чд}}(t) = \eta[\Delta f(t)]; e_{\text{ФНЧ}}(t) = K_{\Phi}(t) \cdot e_{\text{чд}}(t); e_{\text{У}}(t) = K_{\text{У}}(t) \cdot e_{\text{ФНЧ}}(t);$
 $\Delta f_{\text{У}}(t) = S_{\text{УЭ}} \cdot e_{\text{У}}(t),$ где $K_{\Phi}(t)$ — коэффициент передачи ФНЧ, выраженный в дифференциальной форме; $K_{\text{У}}(t)$ — коэффициент усиления в контуре регулирования (У). Статическая характеристика УЭ аппроксимируется прямой линией с крутизной $S_{\text{УЭ}}$. Для составления уравнения ОР учтем, что, независимо от того, какая из частот, участвующих в работе АПЧ, изменяется, управляющее воздействие $\Delta f_{\text{У}}(t)$ всегда направлено на коррекцию f_{Γ} , т.е.

$$\Delta f_{\Gamma}(t) = \Delta f_{\Gamma, \text{С}}(t) + \Delta f_{\text{У}}(t), \quad (6.7)$$

где $\Delta f_{\Gamma, \text{С}}(t)$ — отклонение собственной частоты колебаний гетеродина от $f_{\Gamma, 0}$ при разомкнутом контуре регулирования (в свободном состоянии).

В момент включения АПЧ $\Delta f_{\text{У}}(0) = 0$ и $\Delta f_{\Gamma, \text{С}}(0) = \Delta f_{\Gamma}(0) = \Delta f_{\text{Н}}$. Выразим $\Delta f_{\text{У}}$ через уравнения звеньев и используем (6.6) и (6.7). В результате придем к нелинейному дифференциальному уравнению следящей ЧАПЧ

$$\Delta f_{\Gamma}(t) = \Delta f_{\Gamma, \text{С}}(t) + K_{\Phi}(t) \cdot K_{\text{У}}(t) S_{\text{УЭ}} \cdot \eta[\Delta f_{\Gamma}(t) - \Delta f_{\text{С}}(t) - \Delta f_{\text{Д}}(t)] \quad (6.8)$$

Порядок уравнения (6.8) задается $K_{\Phi}(t)$, а нелинейность — статической характеристикой ЧД. Примем в дальнейшем, что $K_{\text{У}} = 1$, а конкретную величину коэффициента усиления можно учесть в крутизне $S_{\text{УЭ}}$.

Следящая система ФАПЧ. Для составления дифференциального уравнения может быть использовано выражение (6.6), если заменить в нем $\Delta f_{\text{Д}}(t)$ на $\Delta f_{\text{ОП}}(t)$ — отклонение опорной частоты $f_{\text{ОП}}$ от номинального значения $f_{\text{ОП}, 0}$. Уравнения ФНЧ, УЭ и ОР остаются без изменения, а для ФД можно записать

$$e_{\text{ФД}}(t) = \psi[\Delta \varphi(t)],$$

где $\Delta \varphi(t) = \Delta \varphi_{\Gamma}(t) - \Delta \varphi_{\text{С}}(t) - \Delta \varphi_{\text{ОП}}(t)$.

Правая часть последнего равенства содержит мгновенные значения приращений фаз при изменении f_{Γ} , $f_{\text{С}}$ и $f_{\text{Д}}$ соответственно. Тогда, учитывая интегральную зависимость (6.1), получим нелинейное дифференциальное уравнение следящей системы ФАПЧ

$$d[\Delta \varphi_{\text{ОП}}(t)]/dt = 2\pi \Delta f_{\Gamma, \text{С}}(t) + 2\pi K_{\Phi}(t) \cdot K_{\text{У}}(t) S_{\text{УЭ}} \cdot \psi[\Delta \varphi_{\Gamma}(t) - \Delta \varphi_{\text{С}}(t) - \Delta \varphi_{\text{ОП}}(t)]. \quad (6.9a)$$

или в интегральной форме

$$\Delta f_{\Gamma}(t) = \Delta f_{\Gamma, \text{С}}(t) + K_{\Phi}(t) \cdot S_{\text{УЭ}} \cdot \psi \left\{ 2\pi \int_0^t [\Delta f_{\Gamma}(t) - \Delta f_{\text{С}}(t) - \Delta f_{\text{Д}}(t)] dt \right\}. \quad (6.9b)$$

7. РЕЖИМЫ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

Стационарный режим. Допустим, что в неавтономной следящей АПЧ в начальный момент $t = 0$ имеются возмущения $\Delta f_{Г.С}(0) = \Delta f_{Н}$; $\Delta f_{С}(0) = \Delta f_{С}$ и $\Delta f_{Д}(0) = \Delta f_{Д}$; (для ЧАПЧ) или $\Delta f_{ОН}(0) = \Delta f_{ОН}$ (для ФАПЧ). Предположим, что система АПЧ включается в момент $t = 0$, и во всей области $t > 0$ возмущения остаются без изменений. Если равновесие системы устойчиво, то можно утверждать, что при $t \rightarrow \infty$ наступит состояние покоя, при котором уровни всех сигналов в контуре регулирования постоянны и поэтому $K_{Ф}(t) \equiv 1$.

Рассмотрим ЧАПЧ и примем вначале, что $\Delta f_{С} = 0$ и $\Delta f_{Д} = 0$. Как следует из (7.6), в стационарном режиме $\Delta f(t) = \Delta f = \Delta f_{Г}$. С учетом сделанных замечаний дифференциальное уравнение (7.8) преобразуется к алгебраическому уравнению:

$$\eta(\Delta f) = (\Delta f - \Delta f_{Н}) / S_{У.Э}. \quad (7.1)$$

Корень уравнения (7.10) — «расстройку» — обозначим через $\Delta f_{СТ}$. Для определения $\Delta f_{СТ}$ используем графический метод. В состоянии покоя $E_{ЧД} = E_{ФНЧ} = E_{У}$, и поэтому статические характеристики УЭ и ЧД могут быть построены в одной системе координат $\Delta f, E_{У}$ — рис. 7.1, а). Штриховая прямая 1 — это характеристика УЭ с тем же знаком $S_{У.Э} = \operatorname{tg} \beta$, что и на рис. 7.12. Ее уравнение, как нетрудно показать, совпадает с правой частью (7.10) при $\Delta f_{Н} = \Delta f_{Н1}$. Это означает, что искомое значение $\Delta f_{СТ}$ определяется точкой пересечения 1 статических характеристик ЧД и УЭ. Из рис. 7.1, а следует, что при совпадении знаков $S_{ЧД}$ и $S_{У.Э}$, т.е. при $S_{ЧД} \cdot S_{У.Э} > 0$, система переходит к работе в неэффективном стационарном режиме, так как $\Delta f_{СТ} = \Delta f_{СТ} > \Delta f_{Н1}$.

При разных знаках $S_{ЧД}$ и $S_{У.Э}$ (прямая 1, образующая с осью ординат угол $\beta_1 = 180^\circ - \beta$), т.е. при $S_{ЧД} \cdot S_{У.Э} < 0$, абсцисса точки 1, называемая *остаточной «расстройкой» (статической ошибкой)* $\Delta f_{СТ} = \Delta f_{ОСТ}$, меньше начальной «расстройки» $\Delta f_{Н}$. Непосредственно из рисунка следует, что

$$\Delta f_{ОСТ} = \Delta f_{Н} / (1 + S_{ЧД} \cdot S_{У.Э}). \quad (7.2)$$

Сумма в знаменателе (7.2) представляет собой коэффициент автоподстройки $K_{а}$, с помощью которого оценивается эффективность работы ЧАПЧ. В дальнейшем, если не делается специальных оговорок,

считается, что $S_{\text{чд}} \cdot S_{y, \varepsilon} < 0$ и речь идет об абсолютных значениях крутизны. Тогда, если $S_{\text{чд}} \cdot S_{y, \varepsilon} \gg 1$, то $\Delta f_{\text{ост}} \ll \Delta f_{\text{н}}$. Нетрудно заметить, что по физическому смыслу K_a совпадает с глубиной отрицательной обратной связи (ООС) в усилителях.

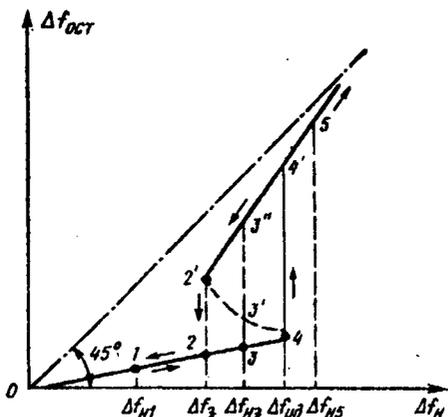
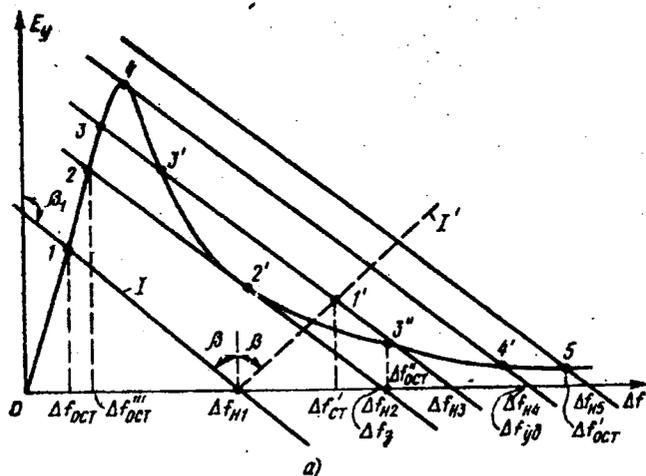


Рис. 7.1. Статические характеристики УЭ и ЧД

По графикам на рис.7.1, а) можно найти полосы удержания и захвата. Допустим, что координаты системы соответствуют точке 1. Если увеличивать начальную «расстройку» настолько медленно, чтобы с переходными процессами можно не считаться, то при значениях $\Delta f_{\text{Н}}$, равных $\Delta f_{\text{Н2}}$, $\Delta f_{\text{Н3}}$, $\Delta f_{\text{Н4}}$, эффективность стационарного режима будет сохраняться, так как точки 2, 3, 4 лежат на начальном участке СХ ЧД. Полоса удержания $\Delta f_{\text{УД}} \approx \Delta f_{\text{Н4}}$, поскольку при $\Delta f_{\text{Н}} > \Delta f_{\text{Н4}}$ единственная точка пересечения характеристик лежит на падающей ветви СХ ЧД и остаточная «расстройка» практически равна начальной (при $\Delta f_{\text{Н}} = \Delta f_{\text{Н4}}$ абсцисса точки 5 $\Delta f'_{\text{ОСТ}} \approx \Delta f_{\text{Н5}}$). Для определения полосы захвата допустим, что КР разомкнут и $\Delta f_{\text{Н}} \approx \Delta f_{\text{Н3}}$. Если после этого контур регулирования замкнуть, то состояние системы будет определяться координатами точки 3" и $\Delta f''_{\text{ОСТ}} \approx \Delta f_{\text{Н5}}$. Подобный режим будет существовать до тех пор, пока $\Delta f_{\text{Н}}$ превышает $\Delta f_{\text{Н2}}$. Только при $\Delta f_{\text{Н}} = \Delta f_{\text{Н2}}$ остаточная «расстройка» станет равной $\Delta f'''_{\text{ОСТ}}$ и ЧАПЧ перейдет в эффективный стационарный режим — в обозначениях рис. 7.1, а) $\Delta f_{\text{З}} = \Delta f_{\text{Н2}}$.

На рис. 7.1, б) сплошной линией обозначена характеристика регулирования $\Delta f_{\text{ОСТ}} = \Phi(\Delta f_{\text{Н}})$. Штрих-пунктирная линия соответствует разомкнутому контуру регулирования. Характеристика регулирования неоднозначна, — имеет гистерезис при $\Delta f_{\text{З}} < \Delta f_{\text{Н}} < \Delta f_{\text{УД}}$. В этой области состояние системы зависит от предыстории процесса изменения начальной «расстройки» $\Delta f_{\text{Н}}$, что иллюстрируется стрелками на рис. 7.1, б). Штриховой отрезок характеристики регулирования не дает физически реализуемых положений ЧАПЧ, так как точки пересечения СХ ЧД и УЭ типа точки 3' на рис. 7.1, а) неустойчивы.

Если частота $f_{\text{С}}$ отличается от $f_{\text{Д}}$, то для стационарного режима

$$\Delta f_{\text{ОСТ}} = [\Delta f_{\text{Н}} / (1 + S_{\text{ЧД}} \cdot S_{\text{УЭ}})] - S_{\text{ЧД}} \cdot S_{\text{УЭ}} (\Delta f_{\text{С}} + \Delta f_{\text{Д}}) / (1 + S_{\text{ЧД}} \cdot S_{\text{УЭ}}).$$

При $S_{\text{ЧД}} \cdot S_{\text{УЭ}} \gg 1$ остаточная «расстройка» $\Delta f_{\text{ОСТ}}$ изменяется на величину $(\Delta f_{\text{С}} + \Delta f_{\text{Д}})$. Соответственно полосы захвата и удержания ($\Delta f_{\text{З}}$ и $\Delta f_{\text{УД}}$) изменяются на эту же величину.

Вывод из проведенного анализа — все характеристики стационарного режима ЧАПЧ не зависят от типа ФНЧ, а определяются только формой статических характеристик ЧД и УЭ.

Перейдем к определению характеристик стационарного режима ФАПЧ. Положим справедливыми те же предположения, что были сделаны при выводе (7.1). Тогда

$$d[\Delta\varphi(t)]/dt = 2\pi\Delta f_H + 2\pi S_{y\Delta}\psi[\Delta\varphi(t)]; \quad (7.3)$$

$$\Delta f = \Delta f_H + S_{y\Delta}\psi(2\pi\Delta f t). \quad (7.4)$$

Из (7.3) и (7.4) следует, что в стационарном режиме $\Delta f_{\text{ОСТ}} = 0$ независимо от Δf_H . Статическая фазовая ошибка $\Delta\varphi_{\text{СТ}}$ постоянна и определяется Δf_H при данных значениях $S_{y\Delta}$ и виде СХ ФД. Действительно, в левой части (7.4) $\Delta f = \text{const}$ — постоянная величина, а в правой — периодическая функция времени (в силу цикличности фазы). Отсюда следует, что равенство (7.4) выполняется только при условии

$$\Delta f = \Delta f_{\text{ОСТ}} = 0 \text{ и } S_{y\Delta}\psi(0) = -\Delta f_H$$

— при полной компенсации начальной «расстройки». Величина $\Delta\varphi_{\text{СТ}}$ может быть найдена из (7.3) как корень алгебраического уравнения

$$\Delta f_H + S_{y\Delta}\psi(\Delta\varphi_{\text{СТ}}) = 0. \quad (7.5)$$

Выражение (7.5) получено из (7.3) с учетом того, что $\Delta\varphi(t) \equiv \Delta\varphi_{\text{СТ}}$ и, следовательно, $d[\Delta\varphi(t)]/dt = 0$.

Дадим физическую трактовку полученных результатов. Для компенсации постоянной отличной от нуля начальной «расстройки» как в ЧАПЧ, так и в ФАПЧ по окончании переходных процессов должен вырабатываться постоянный не равный нулю сигнал управления E_y . При использовании ЧД это возможно только при $\Delta f = \text{const} \neq 0$, т. е. при $f_{\text{ГР}} \neq f_{\text{Д}}$ или $f_{\text{ГР}0} \neq f_{\text{Д}}$. Если же включен ФД, то соотношение $E_{\text{ФД}} = \text{const} \neq 0$ может иметь место лишь при $\Delta\varphi_{\text{СТ}} = \text{const} \neq 0$, т. е. при $\Delta f_{\text{ОСТ}} = 0$ ($f_{\text{ГР}} = f_{\text{СР}}$ или $f_{\text{ГР}0} = f_{\text{СР}}$), когда сравниваемые в фазовом детекторе колебания синхронны. Отсюда другое распространенное название установившегося режима в ФАПЧ — синхронный режим.

Статическая характеристика ФД может быть косинусоидальной функцией $\psi(\Delta\varphi) = \cos(\Delta\varphi)$, тогда (7.3) имеет вид

$$d[\Delta\varphi(t)]/dt = 2\pi\Delta f_H + 2\pi\Delta f_{\text{УД}}\cos[\Delta\varphi(t)], \quad (7.6)$$

$$\text{где } \Delta f_{\text{УД}} = S_{y\Delta} E_{\text{ФДм}}. \quad (7.7)$$

Из (7.5), (7.6), (7.7) следует

$$\Delta\varphi_{\text{СТ}} = -\arccos(\Delta f_H / \Delta f_{\text{УД}}). \quad (7.8)$$

Из (7.8) видно, что для эффективной работы ФАПЧ Δf_H ни при каких условиях не должно превышать $\Delta f_{\text{УД}}$. Отсюда понятно, почему произведение, стоящее в правой части (7.7), определяет полосу удержания

системы. При $\Delta f_H > \Delta f_{уд}$ в ФАПЧ наступает неэффективный (асинхронный) стационарный режим, обладающий совершенно другими свойствами, чем возникающий при выполнении того же условия в ЧАПЧ. В последнем случае, как видно из рис. 7.1, а), если $\Delta f_H = \Delta f_{H5} > \Delta f_{уд}$, то на выходе ЧД образуется постоянное напряжение, соответствующее ординате точки 5. В ФАПЧ при $\Delta f_H > \Delta f_{уд}$ на выходе ФД появляются периодические колебания — так называемые биения.

На рис. 7.2 по уравнению (7.6) построен фазовый портрет системы при $K_{\Phi}(t) \equiv 1$ (кривая 1), на котором мгновенное динамическое состояние ФАПЧ отражается точкой a . Траектория движения этой точки от $t = 0$ до $t = \infty$ называется *фазовой линией*.

Стрелки на кривой 1, указывающие направление движения точки a , отражают тот факт, что при $d[\Delta\varphi(t)]/dt > 0$ величина $\Delta\varphi(t)$ с течением времени увеличивается, а при обратном знаке этого неравенства — уменьшается.

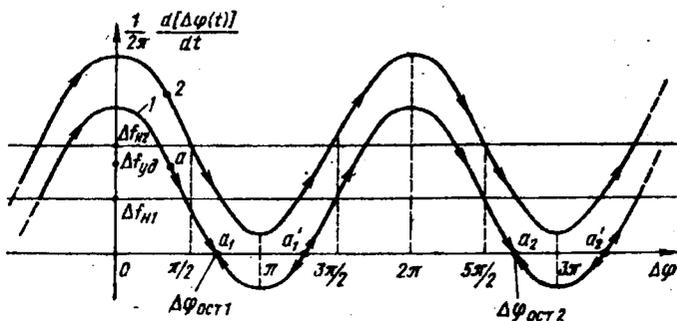


Рис. 7.2. Фазовый портрет системы АПЧ

Возникновение эффективного стационарного режима возможно в точках пересечения фазовыми линиями оси абсцисс: $a_1, a_1', a_2, a_2', \dots$, так как при этом удовлетворяется равенство (7.8). Однако физически реализуемыми могут быть только устойчивые положения равновесия, поскольку в противном случае сколь угодно малые отклонения от них лавинообразно увеличиваются и система скачком переходит в другое состояние. Об устойчивости указанных точек можно судить по характеру изменения координаты в их окрестностях. В частности, из рис. 7.2 следует, что при выбранном знаке крутизны СХ УЭ ($S_{УЭ} > 0$) и $\Delta f_H = \Delta f_{H1}$ точки a_1 и a_2 — устойчивые, а a_1' и a_2' — неустойчивые. Иными

словами, стационарный режим существует только там, где фазовые линии пересекают ось абсцисс под тупым углом ($S_{ФД} = d\cos(\Delta\varphi) / d(\Delta\varphi) > 0$), т. е. значения $\Delta\varphi_{ОСТ}$ лежат в пределах $2\pi \dots (2n + 1)\pi$, $n = 0, 1, 2, \dots$

Так, при $n = 0$ $\Delta\varphi_{ОСТ} = \Delta\varphi_{ОСТ1}$ при $n = 1$ $\Delta\varphi_{ОСТ} = \Delta\varphi_{ОСТ2}$ и т. д. Конкретные величины остаточных разностей фаз при заданных $\Delta f_{Н}$ и $\Delta f_{УД}$ определяются начальным расположением точки a на фазовой плоскости.

Дифференциальное уравнение первого порядка (7.3) и рис. 7.2 позволяют сделать некоторые выводы в отношении переходного процесса в ФАПЧ без ФНЧ. Во-первых, оказывается, что изменение текущей разности фаз при всех условиях не может превысить 2π . Во-вторых, система движется к стационарному состоянию, подчиняясь затухающему апериодическому (лимитационному) закону, поскольку по мере приближения точки a к любой из устойчивых точек на оси абсцисс скорость ее перемещения непрерывно уменьшается, стремясь в пределе к нулю. Если начальная «расстройка» превышает $\Delta f_{УД}$ (кривая 2, соответствующая $\Delta f_{Н} = \Delta f_{Н2}$), то состояние покоя в системе невозможно и возникает устойчивый, но незфуктивный стационарный режим бисний. Как показывает анализ, $e_{ФД}(t)$ в замкнутой ФАПЧ несимметрично относительно оси времени, вследствие чего появляется постоянная составляющая управляющего напряжения. Она воздействует на УЭ, что приводит к некоторому уменьшению среднего значения разности частот сравниваемых в ФД колебаний по сравнению с $\Delta f_{Н2}$. Поскольку восстановление нормального функционирования системы может произойти только при $\Delta f_{Н} < \Delta f_{УД}$, можно сделать вывод о том, что в отсутствие ФНЧ $\Delta f_{З} = \Delta f_{УД}$.

Ситуация изменяется при включении фильтра в контур регулирования ФАПЧ. Если $\Delta\varphi_{ОСТ}$ и $\Delta f_{УД}$ по-прежнему будут определяться только видом статических характеристик ФД и УЭ, то полоса захвата в отличие от ЧАПЧ окажется прямо зависящей от параметров ФНЧ, причем всегда $\Delta f_{З} < \Delta f_{УД}$. Для качественного объяснения допустим, что ФНЧ имеет столбобразную АЧХ с полосой пропускания ПФНЧ $< \Delta f_{УД}$. Если ПФНЧ $< \Delta f_{Н} < \Delta f_{УД}$, то при замыкании контура регулирования на выходе ФД образуется переменное напряжение с периодом $T = 1/\Delta f_{Н}$, которое не проходит через фильтр и не оказывает поэтому управляющего воздействия на УЭ. Только при $\Delta f_{Н} < ПФНЧ$ возможен стационарный режим и поэтому всегда $\Delta f_{З} < ПФНЧ$, следовательно, $\Delta f_{З} < \Delta f_{УД}$. Фазовый портрет ФАПЧ в этом случае гораздо сложнее, чем изображенный на рис. 7.2. Так, влияние временной задержки сигнала, проходящего через фильтр, может сказаться в том, что

изображающая точка будет «проскальзывать» мимо точек с абсциссами $\Delta\varphi_{\text{ОСТ}}$, удовлетворяющими равенству (7.8).

Трудность аналитического определения Δf_3 состоит в том, что приходится искать решение нелинейного дифференциального уравнения (7.3) или (7.4) порядка выше первого. Приближенные результаты показывают, что в ФАПЧ второго порядка (при использовании в качестве ФНЧ однозвенной RC-цепи) Δf_3 может быть в несколько раз меньше $\Delta f_{\text{УД}}$. Характеристика регулирования $\Delta\varphi_{\text{ОСТ}} = \Phi(\Delta f_{\text{Н}})$ для ФАПЧ имеет вид, подобный изображенному на рис. 7.1,6 для ЧАПЧ. Однако в данном случае на ширину гистерезисной петли оказывает влияние инерционность ФНЧ, тогда как в ЧАПЧ указанная функция зависит только от статических характеристик ЧД и УЭ. Нижняя ветвь характеристики регулирования ФАПЧ совпадает с осью абсцисс при $\Delta f_{\text{Н}} \leq \Delta f_{\text{УД}}$.

Условия существования стационарного режима в ЧАПЧ и ФАПЧ ($S_{\text{ЧД}} \cdot S_{\text{УЭ}} < 0$ и $S_{\text{ФД}} \cdot S_{\text{УЭ}} < 0$) необходимы, но не достаточны. Это объясняется тем, что наличие ФНЧ создает дополнительные фазовые сдвиги в контуре регулирования, из-за чего отрицательная ОС по частоте, свойственная как ФАПЧ, так и ЧАПЧ, может превратиться в положительную и произойдет самовозбуждение системы. Влияние ФНЧ на устойчивость системы АПЧ оценивается по одному из известных критериев: Рауса — Гурвица, Найквиста, Михайлова и др.

Переходный режим в системах АПЧ. Анализ переходного режима — нерабочего в АПЧ — необходим для того, чтобы найти быстроедействие системы. Длительность $t_{\text{пер}}$ и характер процессов установления стационарного состояния в ЧАПЧ и ФАПЧ определяются из решения дифференциальных уравнений (7.8) и (7.9а) или (7.9б). Если эти уравнения имеют первый порядок, то особых проблем не возникает, так как разделение переменных с последующим интегрированием и подходящая аппроксимация нелинейных функций $\eta(\Delta f)$ и $\psi(\Delta\varphi)$ дают приемлемую точность результатов. При втором и более высоких порядках указанных уравнений приходится применять приближенные процедуры поиска решений. Для выявления некоторых закономерностей, свойственных переходному режиму, упростим задачу, предположив, что в пределах возможных изменений $\Delta f(t)$ и $\Delta\varphi(t)$ корректна аппроксимация статических характеристик ЧД и ФД прямыми линиями. Угол наклона прямой линии, аппроксимирующей статическую характеристику детектора, определяется крутизной этой характеристики ($S_{\text{ЧД}}$ или $S_{\text{ФД}}$) в точках с абсциссами $\Delta f_{\text{ОСТ}}$ и $\Delta\varphi_{\text{ОСТ}}$ для ЧД и ФД соответственно.

Дифференциальное уравнение линеаризованной ЧАПЧ с учетом того, что $S_{\text{ЧД}} \cdot S_{\text{УЭ}} < 0$, запишется на основании (7.8) в операторной форме:

$$\Delta f_1(p) = \Delta f_{г.с}(p) + K_{\Phi}(p) \cdot S_{чд} \cdot S_{уэ} [\Delta f_1(p) - \Delta f_c(p) - \Delta f_d(p)], \quad (7.9)$$

где $p = d/dt$ – дифференциальный оператор.

Следуя той же последовательности рассуждений, что и при выводе (7.10), положим, что $\Delta f_{г.с}(p) = \Delta f_H$, $\Delta f_c(p) = 0$ и $\Delta f_d(p) = 0$. Тогда $\Delta f_1(p) = \Delta f(p)$ и (7.9) для однозвенной RC-цепи с $K_{\Phi}(p) = 1/(1 + T_p)$ приводится к виду $\Delta f_H = p \Delta f(p) + (1 + S_{чд} \cdot S_{уэ}) \Delta f(p)$. (7.10)

Решение (7.9) после разделения переменных и перехода к оригиналам имеет вид

$$\Delta f(t) = [\Delta f_H / (1 + S_{чд} \cdot S_{уэ})] \{ 1 + S_{чд} \cdot S_{уэ} \exp[-(1 + S_{чд} \cdot S_{уэ}) t / \tau_{RC}] \}, \quad (7.11)$$

где $\tau_{RC} = R \cdot C$ — постоянная времени RC-звена. При $t \rightarrow \infty$ правые части (7.11) и (7.9) совпадают — наступает эффективный стационарный режим. Из (7.11) следует, что переходный процесс имеет затухающий аperiодический характер с постоянной времени, в $K_a = (1 + S_{чд} \cdot S_{уэ})$ раз меньшей τ_{RC} . Для определения длительности процесса установления стационарного состояния $t_{пер}$ можно считать, что установившееся состояние наступает при $\Delta f(t_{пер}) \approx 1,1 \Delta f_{ОСТ}$. Тогда из (7.11) $t_{пер} = (\tau_{RC} / K_a) \ln 10 S_{чд} \cdot S_{уэ}$.

При двухзвенной RC-цепи дифференциальное уравнение (7.9) имеет второй порядок и переходный процесс, хотя и остается затухающим, но может иметь как аperiодический, так и колебательный характер. Последний вид неустановившегося режима может быть использован для того, чтобы уменьшить $t_{пер}$. С учетом нелинейности СХ ЧД значение $t_{пер}$ определяется в основном падающей ветвью характеристики и при $\Delta f_H \rightarrow \Delta f_3$ $t_{пер} \rightarrow \infty$. Поэтому для повышения быстродействия в нелинейной ЧАПЧ следует расширять полосу захвата или при заданной величине Δf_3 уменьшать Δf_H .

Исследование переходного режима в ФАПЧ значительно сложнее, чем в ЧАПЧ. Это объясняется двумя причинами. Во-первых, из-за периодичности функции $\psi(\Delta\Phi)$ и явления «проскальзывания» в нелинейной инерционной системе неустановившиеся процессы могут состоять из двух сложных движений: от асинхронного к синхронному состоянию, а затем к положению устойчивого фазового рассогласования ($\Delta\Phi_{ОСТ}$). Во-вторых, порядок дифференциального уравнения, описывающего ФАПЧ, выше, чем ЧАПЧ, при одном и том же типе ФНЧ. Это означает, что даже линеаризация ФАПЧ не всегда позволяет получить точное решение из-за возникающих математических трудностей.

Используем линейные приближения и запишем дифференциальное уравнение ФАПЧ в операторной форме. С учетом того, что $S_{ФД} \cdot S_{УЭ} < 0$, имеем

$$\Delta f_{Г}(p) = \Delta f_{Г.С}(p) - \{ [2\pi K_{Ф}(p) \cdot S_{ФД} \cdot S_{УЭ}] / p \} [\Delta f_{Г}(p) - \Delta f_{С}(p) - \Delta f_{Д}(p)], \quad (7.12)$$

где $1/p = \int_0^t dt$ – интегральный оператор.

Рассмотрим простейший случай, когда ФНЧ отсутствует, т.е.

$$K_{Ф}(p) = 1 \text{ и } \Delta f_{Г.С}(p) = \Delta f_{Н} = \text{const}, \Delta f_{С}(p) = 0, \Delta f_{ОП}(p) = 0.$$

Тогда, учитывая, что

$$p \Delta f_{Н} = 0 \text{ и } \Delta f_{Г}(p) = \Delta f(p), \text{ из (7.12) получаем}$$

$$p \Delta f(p) + 2\pi S_{ФД} \cdot S_{УЭ} \Delta f(p) = 0.$$

Решение этого уравнения имеет вид $\Delta f(t) = \Delta f_{Н} \exp(-2\pi S_{ФД} \cdot S_{УЭ} t)$, что подтверждает лимитационный характер переходного процесса в бесфильтровом ФАПЧ. Интервал времени, в течение которого $\Delta f_{Н}$ уменьшается в 100 раз, равен $t_{пер} = 4,6 / 2\pi S_{ФД} \cdot S_{УЭ}$.

Анализ результатов, полученных при определении длительности переходных процессов в различных системах АПЧ, позволяет подтвердить вполне ожидаемый вывод о том, что их быстрдействие при прочих равных условиях тем выше, чем менее инерционный (более широкополосный) используется ФНЧ.

Действие внешних и внутренних возмущений на системы АПЧ.

В реальных условиях к системе АПЧ приложены различные возмущения: полезные и вредные. Часто одни и те же возмущения могут быть необходимыми для нормальной работы РПРУ в целом и в то же время мешать процессам автоматической подстройки частоты гетеродина (разумнее, возможна и обратная ситуация).

При приеме ЧМ сигналов информационные изменения $f_{С}(t)$ представляют собой помехи для функционирования следящей АПЧ, которая не должна реагировать на них во избежание демодуляции колебаний. В то же время нежелательные отклонения средней частоты ЧМ сигнала (из-за эффекта Доплера или воздействия дестабилизирующих факторов), приводящие к расширению полосы пропускания приемника, для той же АПЧ полезны, либо их присутствие необходимо для осуществления рабочего процесса — коррекции частоты $f_{Г}(t)$.

Возмущения могут быть детерминированными и случайными. Первые имеют дискретный частотный спектр (комбинационные составляющие, не отфильтрованный фон питания, изменение $f_{С}(t)$ по

определенному закону и др.), вторые — сплошной (частотные и фазовые шумы, преднамеренные изменения $f_C(t)$ по псевдослучайному закону в линиях связи с «прыгающей» частотой и др.).

Реакция системы на те или иные возмущения определяется ФНЧ. Требования, которые предъявляются к характеристикам ФНЧ с этой точки зрения, обычно находятся во взаимном противоречии. Для пояснения вернемся к предыдущему примеру приема ЧМ сигналов. С одной стороны, ФНЧ должен быть инерционным для того чтобы АПЧ не успевала отслеживать информационные вариации $f_C(t)$. С другой стороны, инерционность ФНЧ не должна быть слишком большой, поскольку при этом могут не компенсироваться изменения средней частоты ЧМ колебаний. Решение задачи облегчается тем, что первый вид возмущений является процессом, значительно более быстрым, чем второй. Соответственно спектры их концентрируются в высокочастотной и низкочастотной областях. Ниже рассматривается воздействие детерминированных возмущений. Предположим, что АПЧ находится в стационарном режиме, и возможные отклонения от него не изменяют линейных приближений при описании статических характеристик ЧД, ФД и УЭ. При этом воспользуемся операторными уравнениями (7.9) и (7.12) для ЧАПЧ и ФАПЧ:

$$\Delta f_{\Gamma}(p) \doteq K_1(p) \cdot \Delta f_{\Gamma.C}(p) + K_2(p) \cdot [\Delta f_C(p) + \Delta f_{\text{Д}}(p)]; \quad (7.13)$$

$$\Delta f_{\Gamma}(p) = K_3(p) \cdot \Delta f_{\Gamma.C}(p) + K_4(p) \cdot [\Delta f_C(p) + \Delta f_{\text{ОП}}(p)], \quad (7.14)$$

$$\text{где } K_1(p) = 1 / [1 + S_{\text{ЧД}} \cdot S_{\text{УЭ}} K_{\Phi}(p)]; \quad (7.15)$$

$$K_2(p) = S_{\text{ЧД}} \cdot S_{\text{УЭ}} K_{\Phi}(p) / [1 + S_{\text{ЧД}} \cdot S_{\text{УЭ}} K_{\Phi}(p)]; \quad (7.16)$$

$$K_3(p) = p / [p + 2\pi S_{\text{ФД}} \cdot S_{\text{УЭ}} K_{\Phi}(p)]; \quad (7.17)$$

$$K_4(p) = 2\pi S_{\text{ФД}} \cdot S_{\text{УЭ}} K_{\Phi}(p) / [p + 2\pi S_{\text{ФД}} \cdot S_{\text{УЭ}} K_{\Phi}(p)]; \quad (7.18)$$

$\Delta f_{\Gamma}(p)$ — изображение функции; $f_{\Gamma}(t)$ — отклонения частоты при замкнутой АПЧ под действием внутренних и внешних возмущений.

Из (7.13) и (7.14) следует, что изменения частот $f_C(t)$, $f_{\text{Д}}(t)$ и $f_{\text{ОП}}(t)$ одинаково влияют на $f_{\Gamma}(t)$, и поэтому соответствующие возмущения можно считать внешними, так как всегда могут быть приведены к входу системы. В то же время возмущения, приложенные к выходному звену АПЧ — гетеродину, относятся к внутренним возмущениям. Операторные коэффициенты (7.13)...(7.18) определяют «вес» слагаемых в правых частях (7.13) и (7.14), т.е. характеризуют реакцию ЧАПЧ и ФАПЧ на внутренние и внешние воздействия. Как видно, эта реакция неодинакова. Так, если $\Delta f_{\Gamma.C}(p)$ — внутренняя помеха, то для максимального ослабления ее влияния на частоту гетеродина необходимо, чтобы $S_{\text{ЧД}} \cdot S_{\text{УЭ}}$ и $S_{\text{ФД}} \cdot S_{\text{УЭ}}$ были как можно больше, ибо при их безграничном увеличении

$K_1(p) \rightarrow 0$ и $K_3(p) \rightarrow 0$. Наоборот, при внешней помехе желательно, чтобы указанные произведения были минимальными, так как при их предельном уменьшении $K_2(p) \rightarrow 0$ и $K_4(p) \rightarrow 0$.

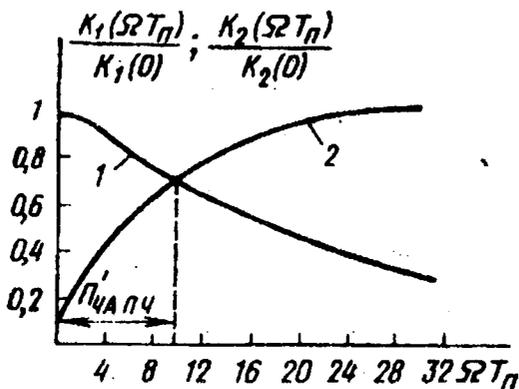


Рис. 7.3. Характеристики АПЧ

Амплитудно-частотные характеристики ЧАПЧ и ФАПЧ по отношению к рассматриваемым возмущениям также различны. Для уточнения этого вопроса допустим, что частоты $f_c(t)$, $f_\Gamma(t)$ и $f_d(t)$ [или $f_{оп}(t)$] изменяются по гармоническому закону с круговой частотой Ω . Затем, совершив формальную замену p на $j\Omega$, найдем зависимость модулей коэффициентов передачи от Ω . Результаты расчетов по (7.16) и (7.17) при $S_{чд} \cdot S_{уэ} = 10$ для ЧАПЧ первого порядка (ФНЧ — однозвенная RC -цепь с постоянной времени $\tau_{RC} = R \cdot C$) представлены в нормализованном виде на рис. 7.15. На этом рисунке кривая 1 соответствует $K_1(\Omega \tau_{RC})$, кривая 2 — $K_2(\Omega \tau_{RC})$.

Таким образом, по отношению к внутренним возмущениям система ведет себя как эквивалентный ФВЧ, а по отношению к внешним — как эквивалентный ФНЧ. Полосы пропускания ($\Pi_{АПЧ}$) и задерживания ЧАПЧ при заданном значении $S_{чд} \cdot S_{уэ}$ зависят только от инерционности собственно ФНЧ, т. е. от его полосы пропускания $\Pi_{ФНЧ}$. Так, при отсчете $\Pi_{АПЧ}$ и $\Pi_{ФНЧ}$ по уровню 0,7 с учетом обозначений на рис. 7.3 имеем:

$$\Pi_{АПЧ} = \Pi'_{АПЧ} \cdot \Pi_{ФНЧ}, \text{ где } \Pi'_{АПЧ} = S_{чд} \cdot S_{уэ}.$$

Для системы ФАПЧ второго порядка (с таким же ФНЧ) в качественном отношении получаются аналогичные результаты, но количественные показатели ФАПЧ и ЧАПЧ различаются между собой.

Итак, если выбраны статические характеристики ЧД, ФД и УЭ, то фильтрующая способность АПЧ полностью определяется типом и параметрами ФНЧ. Однако требования, предъявляемые с этой точки зрения к его АЧХ, часто противоречивы. Так, для подавления внешних помех следует уменьшать $P_{\text{ФНЧ}}$, а для слежения за полезным внешним возмущением необходимо расширение указанной полосы. В системах стабилизации частоты для эффективного подавления внутренних помех полоса задерживания АПЧ как эквивалентного ФВЧ (а следовательно, и $P_{\text{ФНЧ}}$) должна быть максимальной, но при этом возрастает вероятность проникновения внешних помех от СЧ к УЭ. Еще раз подчеркнем, что при выборе инерционности ФНЧ следует помнить только что отмеченных учитывать еще ряд факторов: быстрдействие, устойчивость, полосу захвата (последнее только для ФАПЧ).

Анализ воздействия случайных помех на АПЧ в принципе проводится в той же последовательности, что и при детерминированных возмущениях. Однако дифференциальные уравнения в этом случае значительно усложняются, так как в них появляются члены, учитывающие статистический характер воздействий.

Последние при больших отношениях С/Ш существенно влияют на показатели АПЧ: приводят к возрастанию ошибок, перескокам фазы в стационарном режиме ФАПЧ и т. п.

Применение систем АПЧ в РПРУ. Остановимся на некоторых аспектах использования следящих АПЧ. Тот факт, что частота f_{Γ} «привязывается» к f_C , не только способствует сужению Π , но может привести к ухудшению помехоустойчивости приемника. Действительно, допустим, что наряду с полезным сигналом с амплитудой U_C на вход приемника действует гармоническая помеха U_{Π} с частотой f_{Π} , так что $\Delta f_{\Pi} = f_C - f_{\Pi}$. В приемном тракте возникают биения между этими двумя колебаниями с частотой F_B , зависящей от $|\Delta f_{\Pi}|$ и отношения $q = U_C / U_{\Pi}$. Средняя частота входного сигнала $f_{C\text{ср}}$ также определяется значением q , причем при $q > 1$ $f_{C\text{ср}} = f_C$, а при $q < 1$

$$f_{C\text{ср}} = f_{\Pi}.$$

С целью ослабления воздействия помехи на f_{Γ} модули $|K_2(j\Omega)|$ и $|K_4(j\Omega)|$ выбираются таким образом, чтобы для прогнозируемого значения F_B они были близки к нулю. Тогда можно считать, что f_{Γ} будет следить за $f_{C\text{ср}}$, а паразитная частотная модуляция гетеродина с частотой F_B --- отсутствовать. Однако, при $q < 1$ в УПЧ будет усиливаться помеха

и ослабляться полезный сигнал. Очевидно, что если бы АПЧ вообще не было, то подобный вредный эффект отсутствовал.

Рассмотрим теперь другую ситуацию: $U_{\Pi} = 0$, но U_C может значительно уменьшаться (например, вследствие замираний принимаемого сигнала или падения мощности передатчика). Если начальная «расстройка» частоты гетеродина Δf_H была больше Δf_3 , то при восстановлении уровня U_C эффективная работа АПЧ окажется невозможной. Особенно часто такое положение возникает при использовании ФАПЧ, поскольку полоса захвата ФАПЧ зависит от ФНЧ. В результате приходится идти на усложнение системы: применять автоматический поиск, переменную структуру контура регулирования.

Следящая ФАПЧ может служить демодулятором в приемнике ЧМ сигналов. Как указывалось выше, система автоподстройки должна быть узкополосной, для того чтобы не допустить паразитной частотной модуляции гетеродина. Однако возможна и иная постановка вопроса: сделать ФАПЧ настолько быстродействующей (широкополосной, по отношению к внешним возмущениям), чтобы все составляющие информационного спектра воздействовали на УЭ. Тем самым исходная ЧМ сигнала будет перенесена на колебания гетеродина. Тогда напряжение $e_{\gamma}(t)$ на входе УЭ будет повторять закон полезного сообщения, т. е. система в целом может рассматриваться как эквивалентный частотный демодулятор. По сравнению с традиционным способом частотного детектирования использование ФАПЧ позволяет уменьшить Π , т. е. повысить помехоустойчивость приемника. Возможен и такой метод демодуляции ЧМ сигнала, при котором $e_{\gamma}(t)$ в широкополосной ФАПЧ используется для перестройки f_0 , а не f_{Γ} . Такая система называется *следящим фильтром* и отличается от следящей ФАПЧ видом объекта регулирования. Обе системы по своим свойствам близки друг другу.

Выше при изучении принципов работы АПЧ считалось, что в системах обрабатываются непрерывные (аналоговые) сигналы. Такой подход, облегчающий понимание сути явлений, не может считаться исчерпывающим, поскольку теперь широчайшее распространение получили цифровые методы передачи и приема информации. Эти тенденции прослеживаются и в методах построения систем АПЧ – появляются импульсные и цифровые САР. Функциональное назначение и конечный эффект работы такого рода систем остаются теми же, что и в аналоговых системах АПЧ, несмотря на более сложные физические процессы и процедуры математического анализа. Переход на цифровую элементную базу позволяет добиться резкого улучшения электрических, массогабаритных, энергетических и других характеристик устройств, в которых используются системы АПЧ.

8. УГЛОМЕРНЫЕ СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ

Системы автоматического слежения за направлением прихода радиосигнала широко используются в радиолокации, радионавигации, радиоуправлении для измерения угловых координат источника сигнала. Поэтому их часто называют угломерными следящими системами. Благодаря использованию антенн с узкими диаграммами направленности рассматриваемые системы осуществляют также пространственную фильтрацию полезного сигнала на фоне мешающих сигналов, идущих из других точек пространства.

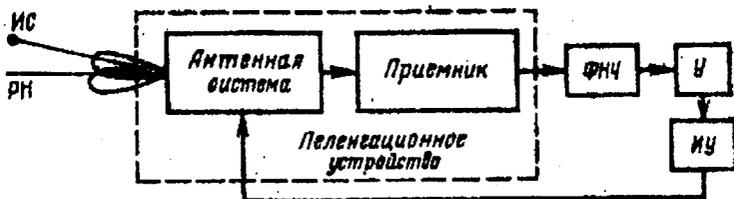


Рис. 8.1. Схема системы углового сопровождения

Функциональная схема системы углового сопровождения – рис. 8.1. В ее состав входят: пеленгационное устройство (пеленгатор), фильтр (ФНЧ) усилитель (У) и исполнительное устройство (ИУ).

Пеленгатор (угловой дискриминатор) состоит из антенны и приемника, в котором проводится обработка принятого радиосигнала. При отклонении источника сигнала (ИС) от некоторого направления РН, называемого равносигнальным направлением антенны, на выходе пеленгатора появляется напряжение $u_D(t)$, зависящее от величины и знака этого отклонения. Напряжение $u_D(t)$ далее фильтруется, усиливается и воздействует на исполнительное устройство. Исполнительное устройство изменяет положение антенны или состояние отдельных элементов антенны так, что равносигнальное направление смещается в пространстве и исходное угловое рассогласование между ним и направлением на источник сигнала уменьшается.

Угловое положение источника сигнала в пространстве обычно оценивается углами $\theta_{и1}$ и $\theta_{и2}$, отсчитываемыми в двух взаимно перпендикулярных плоскостях, как правило, горизонтальной (плоскости азимута) и вертикальной (плоскости угла места). В этих же плоскостях измеряется угловое рассогласование между равносигнальным направлением антенны и направлением на источник сигнала и осуществляется управление положением антенны.

Составим уравнения, вписывающие поведение угломерной сле-

дящей системы, рассматривая для простоты случай движения в одной плоскости. Обозначим угловые положения источника сигнала и равносигнального направления антенны, измеренные в некоторой опорной системе координат, соответственно через θ_n и θ_a . Тогда угловое рассогласование θ между ними, выявляемое угловым дискриминатором (пеленгатором), равно

$$\theta = \theta_n - \theta_a. \quad (8.1)$$

Пеленгатор – устройство, как правило, инвариантное к изменению угла θ . Напряжение на его выходе содержит детерминированную составляющую $M[u_D(t)] = F(\theta)$ и флюктуационную составляющую $\xi(t, \theta)$

$$u_D(t) = F(\theta) + \xi(t, \theta). \quad (8.2)$$

Зависимость $F(\theta)$ детерминированной составляющей выходного напряжения пеленгатора от рассогласования θ – дискриминационная характеристика пеленгатора – называется пеленгационной характеристикой.

Преобразование напряжения $u_D(t)$ фильтром с операторным коэффициентом передачи $K_\Phi(p)$ описывается выражением

$$u_\Phi = K_\Phi(p) u_D(t). \quad (8.3)$$

При необходимости к фильтру может быть отнесено звено, учитывающее инерционные свойства пеленгатора.

Исполнительное устройство, изменяющее положение равносигнального направления антенны, может быть электромеханическим, гироскопическим или электронным. Если смещение равносигнального направления достигается изменением положения зеркала антенны, то в качестве исполнительного устройства часто используется электродвигатель переменного или постоянного тока. При электрическом управлении диаграммой направленности антенны, например, в фазированных антенных решетках, применяются исполнительные электронные устройства. При установке антенны на подвижном объекте исполнительное устройство иногда делают гироскопическим с тем, чтобы при отсутствии управляющего напряжения обеспечить постоянство положения диаграммы направленности антенны в пространстве независимо от изменения положения объекта.

Элементы исполнительного устройства могут иметь в общем случае нелинейные характеристики, связанные с наличием зоны нечувствительности, люфтом, ограничением, нелинейностью регулировочных характеристик. Без учета указанных нелинейностей, которые обычно стремятся сделать малыми, исполнительное устройство можно считать линейным и описать уравнением

$$\theta_a(t) = K_{иу}(p)u_{\Phi}(t). \quad (8.4)$$

в котором $K_{иу}(p)$ — операторный коэффициент передачи исполнительного устройства. При использовании электродвигателя коэффициент $K_{иу}(p)$ часто записывается в виде $K_{иу}(p) = k/p(1 + pT_{ДВ})$, где k — крутизна зависимости угловой скорости вращения антенны в установившемся режиме от величины управляющего напряжения $u_{\Phi}(t)$, постоянная времени $T_{ДВ}$ учитывает инерционные свойства двигателя.

Структурная схема системы углового сопровождения, соответствующая уравнениям (8.1) ... (8.4), содержит исполнительное устройство с операторным коэффициентом передачи $K_{иу}(p)$, пеленгатор с дискриминационной характеристикой $F(\theta)$, фильтр с операторным коэффициентом передачи $K_{\Phi}(p)$ — рис. 8.2. Структурная схема на рис. 8.2 близка к структурным схемам рассмотренных ранее систем слежения за временным положением, частотой и фазой принимаемого сигнала.

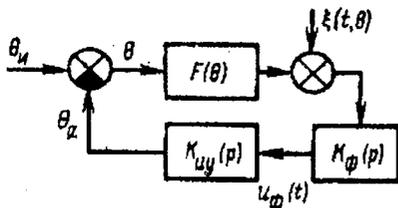


Рис. 8.2. Схема системы углового сопровождения

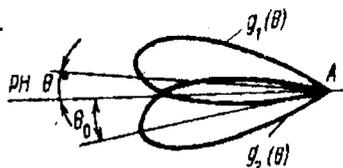


Рис. 8.3. Парциальные диаграммы направленности

Важное звено системы углового сопровождения — пеленгатор. На практике находят применение пеленгаторы двух типов: с последовательным и с одновременным сравнением сигналов. К пеленгаторам первого типа относятся пеленгаторы с коническим сканированием и с переключением диаграмм направленности. В них используется одна антенна и одноканальное приемное устройство. Достоинство пеленгаторов этого типа — сравнительная простота. Более высокую точность измерения позволяют получить пеленгаторы с одновременным сравнением сигналов, называемые также моноимпульсными.

В моноимпульсных пеленгаторах используется антенная система, формирующая четыре так называемые парциальные диаграммы направленности (по два для каждой плоскости пеленгации) и многоканальный приемник. Сигналы пеленгуемого объекта, одновременно присутствующие на выходах антенной системы, содержат информацию об его угловом положении. В зависимости от типа антенной системы эта информация может быть заключена в амплитудах или фазах

выходных напряжений антенны. В соответствии с этим различают амплитудный и фазовый способы моноимпульсной пеленгации,

При амплитудной пеленгации путем выноса облучателей из фокуса зеркала антенны в каждой плоскости пеленгации формируются две парциальные диаграммы направленности. Обозначим парциальные диаграммы, используемые для пеленгации в одной из плоскостей, через $g_1(\theta)$ и $g_2(\theta)$. Максимумы диаграмм $g_1(\theta)$ и $g_2(\theta)$ симметрично смещены по отношению к равносигнальному направлению РН на некоторый угол θ_0 , называемый углом скоса – рис. 8.3.

При отклонении источника сигнала от равносигнального направления на угол θ_a амплитуды U_1 и U_2 парциальных сигналов на выходах антенны, соответствующих первой и второй парциальным диаграммам направленности, становятся разными. Это позволяет измерить рассогласование θ путем сравнения величин U_1 и U_2 . Если при сравнении амплитуд U_1 и U_2 ограничиться просто образованием их разности $U_1 - U_2$, то результат измерения угла θ зависит от уровня принимаемого сигнала. Чтобы исключить эту зависимость, напряжения с выходов антенны иногда пропускают через усилители с логарифмическими амплитудными характеристиками, детектируют и затем вычитают. Выходное напряжение такого пеленгатора, равное $U_D = k \lg \frac{U_1}{U_2}$, где k — коэффициент пропорциональности, зависит не от абсолютных величин U_1 и U_2 , а от их соотношения и, следовательно, от величины углового отклонения θ . Если источник сигнала находится на равносигнальном направлении, то $U_1 = U_2$ и выходное напряжение пеленгатора $U_D = 0$. Недостатком такого варианта построения пеленгатора является зависимость положения нуля пеленгационной характеристики от нестабильности коэффициентов усиления логарифмических усилительных каналов.

Наибольшее распространение при обработке сигналов с выходов антенной системы в амплитудных и фазовых моноимпульсных пеленгаторах получил суммарно-разностный метод. При его использовании из парциальных сигналов антенной системы в антенно-волноводном тракте образуются суммарный сигнал и два разностных сигнала (по одному для каждой плоскости пеленгации). Формирование разностных сигналов непосредственно на выходе антенно-волноводного тракта позволяет исключить влияние нестабильности параметров последующего усилительного тракта на положение нуля пеленгационной характеристики.

Упрощенная функциональная схема амплитудного суммарно-разностного пеленгатора применительно к пеленгации в одной плоскости показана на рис. 8.4. В результате суммирования и вычитания парциальных сигналов $u_{n1}(t)$ и $u_{n2}(t)$ на выходе антенно-волноводного тракта образуются суммарный и разностный сигналы $u_{\Sigma}(t)$ и $u_{\Delta}(t)$.

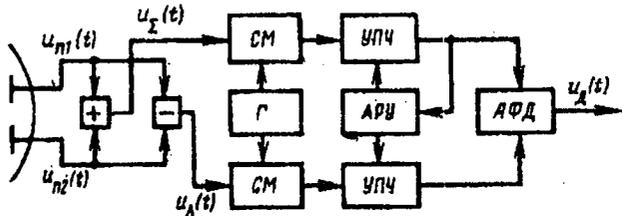


Рис. 8.4. Амплитудный суммарно-разностный пеленгатор

Зависимость суммарного напряжения $u_{\Sigma}(t)$ от углового отклонения источника сигнала определяется суммарной диаграммой направленности, которая выражается через парциальные диаграммы направленности соотношением $G_1(\theta) = g_1(\theta) + g_2(\theta)$.

Аналогично зависимость разностного напряжения $u_{\Delta}(t)$ определяется разностной диаграммой направленности $G_2(\theta) = g_1(\theta) - g_2(\theta)$.

Суммарная диаграмма направленности симметрична, а разностная диаграмм направленности асимметрична – жирные линии на рис. 8.5. На том же рисунке тонкими линиями изображены парциальные диаграммы направленности $g_1(\theta)$ и $g_2(\theta)$. При изменении знака разностной диаграммы направленности фаза разностного напряжения изменяется на 180° .

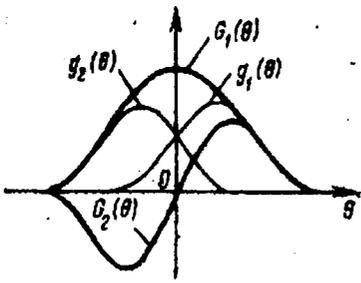


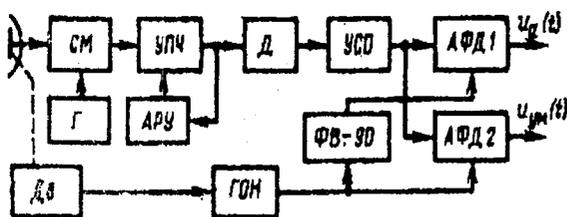
Рис. 8.5.
Диаграммы направленности

Сформированные на выходе антенно-волноводного тракта суммарное и разностное напряжения $u_{\Sigma}(t)$ и $u_{\Delta}(t)$ поступают в

соответствующие каналы приемного устройства (рис. 8.4), где преобразуются по частоте, усиливаются и подаются далее на амплитудно-фазовый детектор (АФД). Разностная диаграмма направленности обладает дискриминаторными свойствами по углу — рис. 8.5. Амплитуда разностного напряжения при малых угловых рассогласованиях пропорциональна величине углового отклонения, а полярность (фаза) определяется знаком этого отклонения. Поэтому в результате перемножения разностного напряжения с суммарным в амплитудно-фазовом детекторе на его выходе появляется постоянное напряжение, зависящее от величины и знака углового рассогласования.

Неидентичность фазовых характеристик суммарного и разностного каналов приемника приводит к появлению дополнительного фазового сдвига между напряжениями, поступающими на входы амплитудно-фазового детектора. Вследствие этого его выходное напряжение и крутизна пеленгационной характеристики несколько уменьшаются. Неидентичность амплитудных характеристик каналов также приводит к изменению крутизны пеленгационной характеристики. Однако различие фазовых и амплитудных характеристик приемных каналов не вызывает в пеленгаторе суммарно-разностного типа смещение нуля пеленгационной характеристики. В связи с этим требования к идентичности и стабильности приемных каналов снижаются и становятся приемлемыми для практики.

Важным элементом рассматриваемого моноимпульсного пеленгатора является система АРУ, работающая по выходному напряжению УПЧ суммарного сигнала. Применение этой системы позволяет ослабить влияние изменений амплитуды сигнала на характеристики пеленгатора. При отсутствии помех и идеальной работе системы АРУ пеленгационная характеристика не зависит от амплитуды сигнала и пропорциональна отношению $G_2(\theta)/G_1(\theta)$ разностной и суммарной диаграмм направленности антенны.



Дв — двигатель;
 Д — детектор;
 АФД — амплитудно-фазовые детекторы;
 ГОН — генератор опорных напряжений

Рис. 8.8. Пеленгатор с коническим сканированием

Пеленгатор с коническим сканированием — рис. 8.8. Этот

пеленгатор — один из вариантов пеленгатора с последовательным сравнением сигналов. Двигатель (Дв) вращает с круговой частотой Ω_c облучатель антенны, смещенный относительно фокальной оси, обеспечивая тем самым сканирование диаграммы направленности антенны в пространстве. Направление максимума диаграммы при сканировании образует круговой конус, ось которого является равносигнальным направлением антенны. При отклонении источника сигнала от равносигнального направления радиосигнал на выходе антенны приобретает амплитудную модуляцию с частотой сканирования. Глубина модуляции определяется величиной отклонения, а фаза — направлением отклонения.

Сигнал с выхода антенны в приемнике преобразуется по частоте, усиливается в УПЧ, охваченном инерционной системой АРУ, и детектируется. Выделенная детектором Д огибающая амплитудно-модулированного радиосигнала фильтруется и усиливается в избирательном усилителе сигнала ошибки УСО, настроенном на частоту сканирования. Она поступает на амплитудно-фазовые детекторы АФД1 и АФД2 азимута и угла места, где перемножается с опорными колебаниями

$$u_1(t) = U_0 \cos \Omega_c t \text{ и } u_2(t) = U_0 \sin \Omega_c t,$$

которые вырабатываются генератором опорных напряжений ГОН и синхронизированы со сканированием диаграммы направленности антенны. В результате перемножения на выходах амплитудно-фазовых детекторов формируются напряжения, пропорциональные отклонению источника сигнала от равносигнального направления по азимуту и углу места. Эти напряжения, являющиеся выходными напряжениями пеленгатора, после усиления и фильтрации используются для управления положением равносигнального направления антенны.

Недостаток пеленгатора с коническим сканированием, по сравнению с моноимпульсным, — меньшая точность. Это обусловлено его чувствительностью к амплитудным флюктуациям сигнала и другими факторами.

9. СИСТЕМЫ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ВРЕМЕННЫМ ПОЛОЖЕНИЕМ ИМПУЛЬСНОГО СИГНАЛА

Для выделения импульсного периодического сигнала на фоне помех в импульсных радиоприемниках, в радиолокационных приемниках и других устройствах применяются системы слежения за временным положением импульсов (системы слежения по дальности). Будем называть такие системы временными авто-селекторами. На рис. 9.1 показана упрощенная функциональная схема радиолокационного приемника импульсных некогерентных сигналов и временного авто-

селектора. В состав приемника входит ряд типовых элементов: смеситель (СМ), гетеродин (Г), усилитель промежуточной частоты (УПЧ), амплитудный детектор (АД), видеоусилитель (ВУ). Напряжение с выхода видео-усилителя снимается для последующей обработки, например, для выделения информации об угловом положении цели.

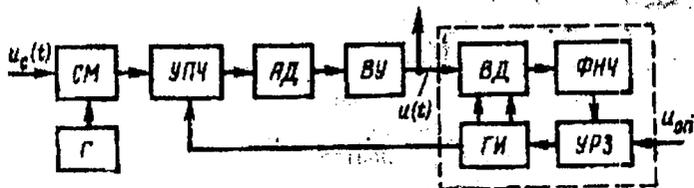


Рис. 9.1. Приемник импульсных некогерентных сигналов

Для уменьшения действия помех приемное устройство открывается (стробируется) периодически лишь на короткие интервалы времени, определяемые длительностью стробирующих импульсов. Эти импульсы формируются генератором импульсов (ГИ), входящим в состав временного авто-селектора. Элементы схемы, образующие временной авто-селектор, на рис. 9.1 обведены штриховой линией.

При стробировании приемника возникают нежелательные переходные процессы. Длительность переходных процессов обратно пропорциональна полосе пропускания элементов приемного устройства, в которых проводится стробирование. Поэтому стробирование выполняется обычно в широкополосных элементах приемника: входных цепях или усилителе промежуточной частоты – рис.9.1.

Для того чтобы импульсы сигнала могли пройти через приемное устройство, необходимо совместить с ними во времени стробирующие импульсы. Это обеспечивается работой временного авто-селектора. Генератор импульсов формирует помимо стробирующего импульса, который открывает приемник, еще два следящих импульса. Следящие импульсы часто делают прямоугольными и следующими непосредственно друг за другом. В этом случае их общий фронт проходит через середину стробирующего импульса – рис. 9.2. На этом рисунке цифрами 1 и 2 обозначены первый и второй следящие импульсы, цифрами 3 и 4 – сигнал и импульс, стробирующий УПЧ.

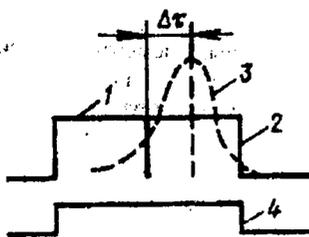


Рис. 9.2.

- 1, 2 – следящие импульсы;
- 3 – сигнал;
- 4 – импульс, стробирующий УПЧ;
- $\Delta\tau$ – рассогласование

Следящие импульсы подаются на временной дискриминатор (ВД), куда поступают также импульсы сигнала с выхода видео-усилителя. На выходе временного дискриминатора формируется напряжение, зависящее от рассогласования $\Delta\tau$ между временным положением импульса сигнала и следящих импульсов – рис. 9.2. Так как стробирующий и следящие импульсы жестко связаны между собой, величина $\Delta\tau$ равна также сдвигу между импульсом сигнала и стробирующим импульсом.

Выходное напряжение дискриминатора сглаживается фильтром нижних частот (ФНЧ) и поступает в качестве управляющего на устройство регулируемой задержки (УРЗ). В этом устройстве опорный импульс $u_{оп}(t)$, поступающий от передатчика радиолокационной станции, задерживается на некоторый временной интервал и запускает генератор импульсов (ГИ), определяя тем самым положение стробирующих и следящих импульсов. Управляющее напряжение, снимаемое с выхода ФНЧ, изменяет величину задержки так, что временной сдвиг между сигнальными и следящими импульсами уменьшается. При изменении временного положения импульсов сигнала, вызванном, например, изменением дальности до цели, происходит соответствующее перемещение следящих импульсов, и в схеме осуществляется автоматическое сопровождение цели по дальности.

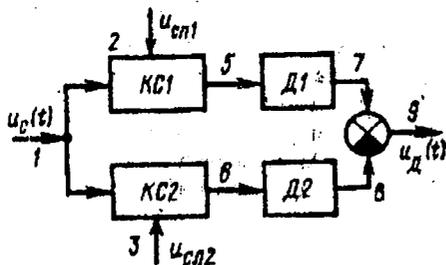


Рис. 9.3.
Временной дискриминатор

Один из возможных вариантов временного дискриминатора – рис. 9.3. Принцип его работы поясняется изображенным на рис. 9.4 элюрами

напряжений, номера которых соответствуют точкам наблюдения в схеме дискриминатора.

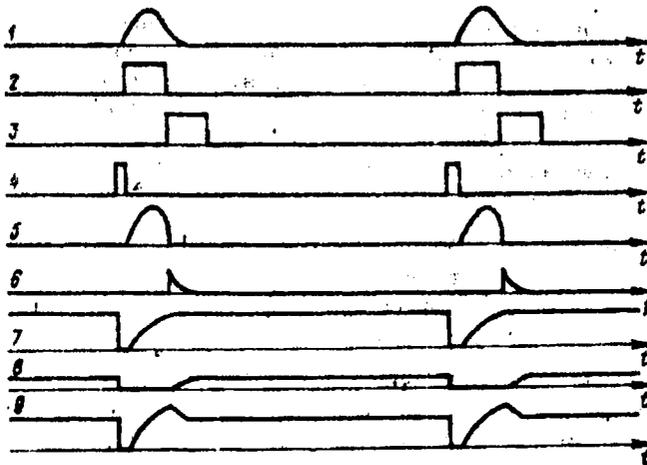


Рис. 9.4. Эпюры напряжений в схеме дискриминатора — рис. 9.3

В состав дискриминатора входят два каскада совпадения КС1 и КС2. На их входы поступают импульсы сигнала $u_c(t)$ (эюра, 1) и соответственно первый и второй следящие импульсы $u_{сл1}(t)$, $u_{сл2}$ — эюры 2, 3. На выход каждого каскада совпадений проходит часть напряжения сигнала, совпадающая по времени с соответствующим следящим импульсом — эюры 5, 6. Выходные напряжения каскадов совпадений детектируются — детекторы Д1 и Д2. Постоянные времени зарядной и разрядной цепи детекторов могут быть выбраны так, чтобы во время действия следящих импульсов происходило интегрирование напряжения, прошедшего через каскады совпадений, а в паузе между следящими импульсами напряжение накопительных конденсаторов оставалось практически постоянным — эюры 7, 8.

Преобразования, происходящие в авто-селекторе, который рассматривается как непрерывная система, описываются следующими соотношениями. Временной сдвиг $\Delta\tau$ между положением сигнальных τ_c и следящих $\tau_{сл}$ импульсов равен

$$\Delta\tau = \tau_c - \tau_{сл}, \quad (9.1)$$

причем под положением следящих импульсов понимается положение их общего фронта. За начало отсчета величин τ_c , $\tau_{сл}$ примем положение опорного импульса $u_{оп}(t)$. При высокой частоте повторения импульсов

пульсации выходного напряжения временного дискриминатора, обусловленные импульсным характером сигнала, эффективно подавляются последующим фильтром нижних частот. В этом случае при анализе авто-селектора достаточно рассматривать выходное напряжение дискриминатора, усредненное за период повторения импульсов. Оно записывается в виде

$$u_d(t) = M[u_d(t)] + \xi(t, \Delta\tau) = F(\Delta\tau) + \xi(t, \Delta\tau), \quad (9.2)$$

где $M[u_d(t)] = F(\Delta\tau)$ и $\xi(t, \Delta\tau)$ — соответственно математическое ожидание и флюктуационная составляющая выходного напряжения дискриминатора, усредненного за период повторения импульсов.

Форма дискриминационной характеристики $F(\Delta\tau)$ и параметры напряжения $\xi(t, \Delta\tau)$ зависят от соотношения сигнал-шум в полосе УПЧ, ширины полосы пропускания УПЧ, длительности следящих импульсов, наличия амплитудных флюктуации сигнала.

В состав фильтра в авто-селекторе обычно включают один или два интегратора. Преобразование выходного напряжения дискриминатора, выполняемое фильтром нижних частот, определяется его операторным коэффициентом передачи $K_\Phi(p)$. Напряжение $u_\Phi(t)$ на выходе фильтра при этом равно

$$u_\Phi(t) = K_\Phi(p)u_d(t), \quad p = d/dt. \quad (9.3)$$

Обычно зависимость величины задержки в устройстве регулируемой задержки от управляющего напряжения безынерционна. Если она, кроме того, линейна, то выполняется соотношение

$$\tau_{сл} = \tau_{сл0} + S_{рег}u_\Phi, \quad (9.4)$$

где $S_{рег}$ — крутизна регулировочной характеристики, $\tau_{сл0}$ — значение задержки при отсутствии управляющего напряжения.

Величина $\tau_{сл0}$ может обладать некоторой нестабильностью, что необходимо учитывать при анализе авто-селектора.

Соотношениям (9.1) ... (9.4) соответствует структурная схема временного авто-селектора — рис. 9.5.

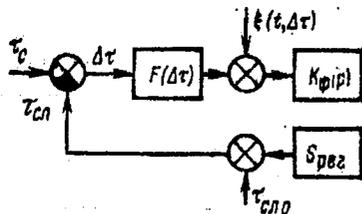


Рис. 9.5. Временной авто-селектор

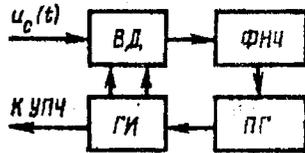


Рис. 9.6. Вариант построения авто-селектора

Временной авто-селектор (рис. 9.5) формирует на выходе ФНЧ напряжение, пропорциональное расстоянию до объекта – выполняет функции автодальномера. Положение импульса сигнала определяет величина

$$\tau_c = \tau_0 + \tau_r, \quad (9.5)$$

где τ_0 — временной интервал между опорным импульсом и зондирующим импульсом передатчика; $\tau_r = 2r/c$ – время запаздывания отраженного импульса по отношению к зондирующему импульсу; r – расстояние до объекта; c – скорость распространения электромагнитных волн.

Если в режиме слежения импульсы сигнала точно совмещены со следящими, то $\tau_c = \tau_{сл}$ и, как следует из (9.4) и (9.5), справедливы равенства

$$\tau_0 + \tau_r = \tau_{сл0} + S_{рег}, \quad u_{\Phi} = (\tau_r + \tau_0 - \tau_{сл0})/S_{рег}.$$

Выбрав величину $\tau_0 = \tau_{сл0}$, получим $u_{\Phi} = 2r/S_{рег}c$. Следовательно, напряжение u_{Φ} пропорционально расстоянию до объекта.

В тех случаях, когда приемник и передатчик разнесены в пространстве, например, в импульсных радиопереносах связи, и в приемник нельзя ввести опорный импульс непосредственно от передатчика, находит применение несколько иной вариант построения авто-селектора – рис. 9.6. Генератор импульсов запускается в этой схеме синусоидальным напряжением подстраиваемого генератора ПГ. Следящие импульсы «привязаны» к определенной фазе этого напряжения, например, образуются в моменты перехода напряжения через нуль. Напряжение, поступающее с выхода фильтра ФНЧ, изменяет частоту (следовательно, и фазу) колебаний подстраиваемого генератора. Это вызывает смещение следящих импульсов, благодаря чему уменьшается рассогласование между следящими импульсами и сигналом.

Рассматриваемая схема, в отличие от изображенной на рис. 9.1, не может быть использована в качестве автодальномера – в ней не формируется напряжение, пропорциональное дальности до объекта. При анализе этой схемы можно оперировать временным сдвигом Δt сигнальных и следящих импульсов или их фазовым сдвигом φ . Величины указанных сдвигов связаны с периодом T колебаний подстраиваемого генератора соотношением $\varphi = 2\pi \Delta t/T$.

Приведенная схема временного авто-селектора – система фазовой автоподстройки частоты повторения импульсов и близка к системам фазовой автоподстройки непрерывных колебаний. Основное отличие состоит в том, что фазовый детектор заменен в ней временным дискриминатором.

В заключение отметим, что системы слежения за временным положением применяются не только в случае импульсного некогерентного сигнала, но и при использовании других, более сложных сигналов, например, импульсного когерентного фазоманипулированного и др. Структурные схемы таких систем близки к схеме, показанной на рис. 9.5, что определяет общность методов их анализа.

10. АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ

Система автоматической регулировки усиления (АРУ) – одна из распространенных систем радиоавтоматики. Эта система широко применяется в радиоприемных устройствах и предназначена для того, чтобы обеспечить стабильность уровня сигнала на выходе усилителя при изменениях уровня входного сигнала. В связных и радиолокационных приемниках изменение входного сигнала вызывается изменением расстояния до передатчика или до дотируемого объекта, амплитудными флюктуациями сигнала и может достигать 60 ... 100 дБ. При таком большом диапазоне уровней входного сигнала и отсутствии устройства стабилизации уровня выходного напряжения нормальная работа приемника нарушается. Это может проявляться, в частности, в искажении полезной амплитудной модуляции сигнала и в перегрузке оконечных устройств. В радиотехнических следящих системах (фазовых детекторах, частотных дискриминаторах, угловых дискриминаторах), изменение уровня сигнала на входе дискриминатора приводит к изменению крутизны дискриминатора и коэффициента передачи контура регулирования. При этом параметры и характеристики следящих систем могут измениться весьма существенно, вплоть до нарушения устойчивости режима сопровождения. Таким образом, по ряду соображений желательно ограничить пределы изменения уровня сигнала в приемнике на выходе усилителя. При этом, конечно, необходимо сохранить и по возможности мало исказить полезную амплитудную модуляцию сигнала. Эта задача решается системой АРУ. Существует ряд вариантов построения систем АРУ. В них могут быть использованы принципы управления по рассогласованию или по воздействию, что приводит к построению системы АРУ «назад» или «вперед» соответственно. Существуют однопетлевые и многопетлевые системы АРУ, с дополнительным усилением в контуре и без него.

В системе АРУ «назад» реализуется принцип управления по рассогласованию. Входное напряжение поступает на усилитель с регулируемым коэффициентом усиления. Выходное напряжение усилителя подвергается амплитудному детектированию. Напряжение с выхода амплитудного детектора проходит через фильтр нижних частот

(ФНЧ) и поступает в виде регулирующего напряжения на усилитель, изменяя его коэффициент усиления. Эффект стабилизации уровня выходного напряжения усилителя достигается тем, что коэффициент усиления при увеличении уровня входного сигнала уменьшается, а при уменьшении входного сигнала повышается.

Назначение и классификация АРУ

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) предназначена для поддержания постоянной мощности сигнала на выходе УПЧ — необходимое условие нормальной работы выходных устройств. Уровень сигнала на входе приемника может изменяться в очень широких пределах; при максимальном напряжении на входе РПрУ система АРУ должна обеспечить минимальный коэффициент усиления усилительно-преобразовательного тракта (УТ) приемника и наоборот. Таким образом, задача АРУ — изменять усиление усилительно-преобразовательного тракта РПрУ в зависимости от уровня входного сигнала.

Система АРУ имеет устройство, напряжение $E_{рег}$ на выходе которого зависит от уровня сигнала в радиотракте. Таким устройством может служить, например, амплитудный детектор. Напряжение $E_{рег}$, подаваемое на усилительные каскады, изменяет их коэффициент усиления. Для АРУ в приемнике создается цепь, состоящая из детектора АРУ и фильтра. За счет АРУ в приемнике диапазон изменения напряжения сигнала $U_{ВЫХ} / U_{ВЫХном}$ на его выходе меньше, чем диапазон изменения сигнала $U_{ВХ} / U_{ВХном}$ на входе, здесь $U_{ВЫХном}$ и $U_{ВХном}$ — требуемые номинальные напряжения соответственно на выходе и входе приемника. Чем меньше это отношение, называемое диапазоном АРУ, тем эффективнее АРУ в приемнике.

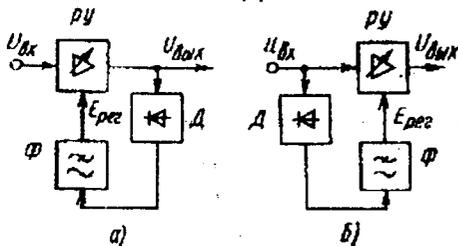
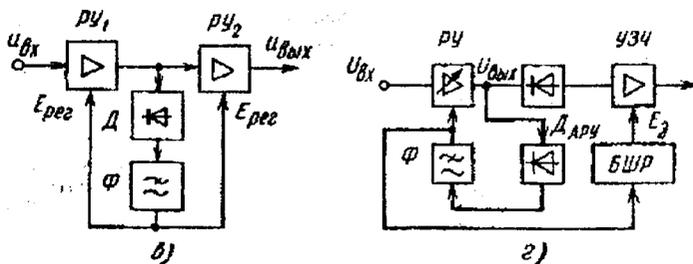


Рис. 10.1. Автоматическая регулировка усиления:
 а) — обратная регулировка;
 б) — прямая АРУ;
 в) — комбинированная регулировка;
 г) — бесшумная АРУ



Классификация АРУ в зависимости от способа подачи регулируемого напряжения: обратная, прямая и комбинированная АРУ.

Обратная АРУ — рис. 10.1, а). В этой схеме напряжение регулировки $E_{\text{рег}}$ формируется из напряжения $U_{\text{вых}}$ на выходе регулируемого усилителя (РУ), в котором могут применяться способы регулировки усиления, рассмотренные выше. Напряжение $E_{\text{рег}}$ подается со стороны выхода в направлении входа РУ, что и обусловило название этого вида АРУ.

Детектор АРУ (Д) обеспечивает напряжение $E_{\text{рег}}$ на его выходе, пропорциональное амплитуде напряжения $U_{\text{вых}}$: $E_{\text{рег}} = K_{\text{д}} U_{\text{вых}}$. Фильтр АРУ (Ф) отфильтровывает составляющие частот модуляции и пропускает медленно меняющиеся составляющие напряжения $U_{\text{вых}}$. Цепь АРУ, которая состоит только из детектора и фильтра, называют простой АРУ. В цепь АРУ может включаться усилитель до или после детектора. Усилитель до детектора АРУ — это УПЧ, после детектора — УПТ. В РПРУ усилитель иногда включают и до, и после детектора. При наличии в цепи АРУ усилителя ее называют усиленной.

Работа регулируемого усилителя совместно с цепью АРУ описывается амплитудной характеристикой: — зависимостью $U_{\text{вых}} = F(U_{\text{вх}})$ — рис. 10.2. При увеличении напряжения $U_{\text{вх}}$ на входе регулируемого усилителя с простой цепью АРУ коэффициент усиления K_0 уменьшается за счет АРУ, поэтому выходное напряжение $U_{\text{вых}} = K_0 U_{\text{вх}}$ увеличивается в меньшее число раз, чем напряжение $U_{\text{вх}}$. С повышением $U_{\text{вых}}$ увеличивается $E_{\text{рег}}$ и соответственно уменьшается K_0 . Недостаток простой АРУ — усиление энергии сигналов уменьшается и при слабых входных сигналах, когда этого не требуется. Для устранения этого недостатка используют АРУ с задержкой, в которой цепь АРУ начинает действовать только в том случае, когда входное напряжение $U_{\text{вх}}$ превышает пороговое $U_{\text{пор}}$; при этом слабые сигналы цепью АРУ не ослабляются — рис. 10.2. При идеальной работе цепи АРУ с задержкой

для $U_{ВХ} \geq U_{ПОР}$ напряжение на выходе усилителя постоянно (штриховая линия на рис. 10.2). По мере увеличения коэффициента усиления усилителя в цепи регулировки характеристика АРУ реального усилителя все в большей степени приближается к идеальной.

При обратной регулировке можно лишь приближаться к идеальной характеристике АРУ. Обратная АРУ не может быть идеальной, поскольку для ее работы принципиально необходимо приращение выходного напряжения $\Delta U_{ВЫХ}$. Если допустить, что АРУ идеальна, то $\Delta U_{ВЫХ} = 0$, при этом $E_{РЕГ} = \text{const}$; $K_0 = \text{const}$, регулировка отсутствует, а следовательно, выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ должно возрастать.

Прямая АРУ — рис. 10.1, б). Цепь прямой АРУ подключена к входу регулируемого усилителя. Напряжение регулировки $E_{РЕГ}$ формируется в результате детектирования входного напряжения. При увеличении $U_{ВХ}$ напряжение на выходе детектора АРУ возрастает, при этом увеличивается $E_{РЕГ}$, что вызывает уменьшение K_0 . Напряжение на выходе детектора $U_{ВЫХ} = K_0 \cdot U_{ВХ}$. Если $U_{ВХ}$ увеличивается, то K_0 уменьшается; при этом их произведение может оставаться постоянным. Прямая АРУ позволяет в принципе получить идеальную характеристику регулировки (рис. 10.3), но практически добиться этого не удастся. Такой АРУ свойствен ряд недостатков, основной из которых состоит в необходимости включать перед детектором в цепи АРУ дополнительный усилитель с большим коэффициентом усиления. Прямая АРУ нестабильна — подвержена действию различных дестабилизирующих факторов. Если, например, изменение температуры или напряжения источника питания увеличивает коэффициент усиления K_0 регулируемого усилителя, то характеристика АРУ из идеальной превратится в характеристику с нарастающим $U_{ВЫХ}$ — рис. 10.3.

Комбинированная АРУ — рис. 10.1, в) — рационально объединяет преимущества обратной и прямой АРУ: стабильность обратной АРУ и возможность получения идеальной характеристики в прямой АРУ. Для первого усилителя — это обратная, а для второго — прямая АРУ. Основная регулировка происходит в регулируемом усилителе $РУ_1$, который, как правило, содержит несколько регулируемых каскадов. Второй регулируемый усилитель обычно однокаскадный, его основная задача — несколько скомпенсировать возрастающее напряжение на выходе первого усилителя. То, что идеальная регулировка не достигается на практике, не имеет большого значения, так как пределы изменения $U_{ВЫХ}$ невелики.

Бесшумная АРУ. Система АРУ обеспечивает в приемнике максимальное усиление при слабом сигнале, что приводит к увеличению

уровня шумового напряжения на выходе приемника. Это явление устраняется бесшумной АРУ (рис. 10.1, з), которая реализуется специальной цепью бесшумной регулировки БШР, управляемой напряжением $E_{РЕГ}$. Если $E_{РЕГ}$ становится ниже определенного уровня $E_{пор}$, то цепь БШР формирует напряжение E_3 , запирающее усилитель звуковой частоты (УЗЧ); превышение $E_{РЕГ}$ порогового значения $E_{пор}$ приводит к «обнулению» запирающего напряжения E_3 – к отпиранью УЗЧ и восстановлению работы приемника. Используются различные схемные реализации цепи БШР.

Фильтр в цепи АРУ. Амплитуда сигнала в приемнике изменяется по двум причинам: 1) при использовании амплитудной модуляции; 2) при замираниях, из-за которых уровень сигнала на входе приемника изменяется в широких пределах по случайному закону. Система АРУ должна устранять только замирания сигнала, но не должна реагировать на полезные изменения амплитуды АМ сигнала, что обеспечивается с помощью фильтра АРУ.

Скорость полезных и вредных изменений амплитуды сигнала различна. При АМ амплитуда сигнала подвержена быстрым изменениям, например, при телефонной связи и звуковом радиовещании частота модуляции составляет 50...5000 Гц. Замирания сигнала в основном медленные, обычно частота замираний 0,1...10 Гц. Напряжение E_D на выходе детектора АРУ содержит полезную составляющую и паразитную – из-за замираний сигнала. Напряжение $E_{РЕГ}$ на выходе фильтра АРУ определяется только вредной составляющей напряжения E_D . В качестве фильтра используют обычно простую цепь $R_{Ф}C_{Ф}$. Если АРУ осуществляется в нескольких регулируемых каскадах усиления, то ставят не один, а несколько фильтров.

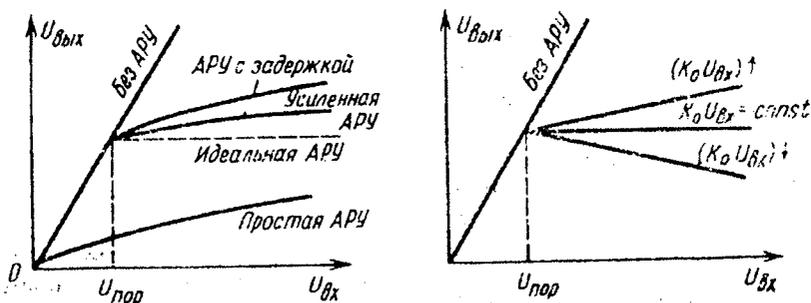


Рис. 10.2, 3. Характеристики регулировки обратной и прямой АРУ

Искажения сигнала в усилителе с АРУ. В реальных цепях АРУ фильтр не полностью подавляет составляющие частоты модуляции напряжения на выходе детектора АРУ. Это приводит к искажениям сигнала. Для изучения механизма искажений положим вначале, что цепь АРУ идеальна, а на входе регулируемого усилителя действует АМ колебание с модуляцией одним тоном частоты $\Omega = 2\pi F$ – огибающая этого колебания

$$U_{ВХ} = U_H(1 + m \cos \Omega t),$$

где m – коэффициент модуляции; Ω – угловая частота модулирующего колебания; U_H – амплитуда несущего колебания. При идеальной АРУ цепь регулировки вырабатывает постоянное напряжение $E_{РЕГ.0}$, при котором коэффициент усиления $K_0 = S_{РЕГ} E_{РЕГ.0}$, где $S_{РЕГ}$ – крутизна регулировочной характеристики. При идеальной цепи АРУ огибающая выходного напряжения

$$U_{ВЫХ} = K_0 U_{ВХ} = K_0 U_H(1 + m \cos \Omega t). \quad (10.1)$$

В реальной цепи АРУ фильтр не полностью подавляет составляющие частоты модуляции и вносит фазовые сдвиги, что обуславливает искажения сигнала. Эти искажения, проявляются в следующем: 1) зависимость коэффициента усиления от частоты модуляции приводит к зависимости коэффициента модуляции от частоты сигнала, при отрицательной $S_{РЕГ}$ глубина модуляции сигнала уменьшается; 2) напряжение на выходе усилителя дополнительно модулируется второй гармоникой сигнала с частотой $2F$, что приводит к нелинейным искажениям закона модуляции. Эти искажения тем больше, чем больше произведение $m S_{РЕГ}$, при $m S_{РЕГ} = 0$ искажения отсутствуют.

АРУ приемников импульсных сигналов (рис. 10.4) отличается двумя особенностями.

1. Импульсный сигнал детектируется дважды: вначале детектором радиопульсов (Дри), а затем пиковым детектором (Дп). Детекторы необходимы не только для нормальной работы АРУ, но и для детектирования сигнала в самом приемнике. Чтобы не ставить два детектора (в цепь сигнала и в цепь АРУ), детектор радиопульсов часто делают общим. Общим может быть и видео-усилитель (ВУ).

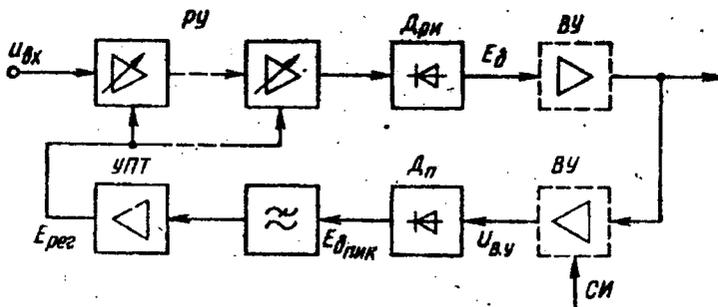


Рис.10.4. АРУ в приемниках импульсных сигналов:
ВУ – видео-усилитель; **Дри** – детектор радиои́мпульсов;
Дп – пиковый детектор; **СИ** – стробирующий импульс;
УПТ – усилитель постоянного тока

2. В интервалах между полезными импульсами могут возникать помехи; при импульсной многоканальной связи между импульсами данного канала действуют импульсы других каналов. В этом случае АРУ реагирует на все импульсы, а не только на те, которые должны быть выделены. Для устранения этого недостатка цепь АРУ открывают только на время действия полезных импульсов. С этой целью в одном из каскадов цепи АРУ применяют стробирование – каскад открывается на интервале действия полезного импульса специальным импульсом, который называют стробирующим (СИ).

Быстродействующая АРУ служит для устранения перегрузки усилителя при действии мощной помехи. В усилителе регулируется режим усилительных элементов – при мощной помехе цепь АРУ формирует регулирующее напряжение $E_{рег}$, смещающее режим усилительных элементов в область с низким усилением. Особенность быстродействующей АРУ — высокая скорость ее срабатывания при мощной помехе; цепь быстродействующей АРУ инерционна для сигнала и срабатывает только от помехи. Постоянная времени τ фильтра быстродействующей АРУ во много раз меньше постоянной времени фильтра АРУ.

Переходные процессы в системе обратной АРУ проявляются при изменении амплитуды входного сигнала $U_{вх}$ – из-за замираний. Если входное напряжение $U_{вх}$ скачком возросло, то выходное напряжение $U_{вых}$ (в предположении отсутствия инерционности усилителя) также скачком возрастет, что приводит к скачкообразному увеличению напряжения на входе цепи АРУ. Из-за наличия в цепи АРУ инерционных элементов – фильтра детектора АРУ и ФНЧ детектора сигнала –

регулирующее напряжение $E_{\text{РЕГ}}$ изменяется не скачком, а нарастает постепенно, что приводит к уменьшению K_0 усилителя. Это в свою очередь вызывает уменьшение $U_{\text{ВЫХ}}$ и соответственно изменение законов нарастания $E_{\text{РЕГ}}$ и снижения K_0 ; как следствие, характер понижения $U_{\text{ВЫХ}}$ становится сложным. В усилителе с АРУ возникает переходный процесс, и прежде чем напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ на его выходе установится, проходит определенное время τ .

Закон изменения $U_{\text{ВЫХ}}$ в процессе установления, который может быть аperiodическим либо колебательным, зависит от типа ФНЧ в цепи АРУ. Если используется однозвенный фильтр – RC-цепь, то $U_{\text{ВЫХ}}$ устанавливается по экспоненциальному аperiodическому закону

$$\exp\left(-\frac{t}{\tau}\right), \text{ где } \tau = RC/(1 + K_{\text{РЕГ}});$$

$$K_{\text{РЕГ}} = (\Delta K_0 / K_0) / (\Delta U_{\text{ВХ}} / U_{\text{ВХ}});$$

$\Delta U_{\text{ВХ}}$ – приращение входного напряжения; ΔK_0 – изменение коэффициента усиления регулируемого усилителя, вызываемое приращением $\Delta U_{\text{ВХ}}$. Такая схема называется системой АРУ первого порядка. Если ФНЧ — двух- или трехзвенный, то переходный процесс имеет колебательный характер, что нарушает нормальный прием сигнала.

11. УСТОЙЧИВОСТЬ ЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ РАДИОАВТОМАТИКИ

11.1. Понятие устойчивости

Одним из первых вопросов, возникающих при исследовании и проектировании линейных систем радиоавтоматики, является вопрос об их устойчивости. Линейная система называется устойчивой, если при выведении ее внешними воздействиями из состояния равновесия (покоя) она возвращается в него после прекращения этого воздействия. Если после исчезновения внешнего воздействия система не возвращается к состоянию равновесия, то она либо является неустойчивой, либо находится на границе устойчивости. Для нормального функционирования линейной системы радиоавтоматики необходимо, чтобы она была устойчивой, так как в противном случае ошибки в ней становятся недопустимо большими.

Определение устойчивости системы целесообразно проводить на начальном этапе ее исследования по нескольким соображениям. Анализ

устойчивости выполняется сравнительно просто и позволяет исключить из дальнейшего рассмотрения заведомо непригодные (неустойчивые) системы, существенно сократив тем самым круг систем, которые подвергаются последующему, более подробному и сложному исследованию.

Приступая к анализу системы, желательно достаточно полно учитывать инерционные свойства ее отдельных элементов. Так, если фильтр нижних частот системы описывается дифференциальным уравнением не выше второго порядка, то для выявления условий устойчивости необходимо учитывать инерционность таких сравнительно малоинерционных элементов системы, как, например, дискриминатор или усилитель промежуточной частоты. После того как установлено, что система устойчива и обладает значительным запасом устойчивости, можно упростить математическую модель системы путем отказа от учета ее малых инерционностей. Это также значительно облегчает дальнейшее исследование системы.

Отметим, что понятие устойчивости применимо не только к линейным, но к нелинейным системам. Причем в последнем случае рассматривают как устойчивость состояния покоя, так и устойчивость периодических движений в системе. Кроме того, применительно к нелинейным системам пользуются понятием устойчивости «в малом», т. е. при малых возмущениях, и устойчивости «в большом», когда возмущения и отклонения от состояния равновесия в системе велики. Ряд фундаментальных результатов по исследованию устойчивости нелинейных систем получен в 18 столетии в работах русского математика А. М. Ляпунова.

Если нелинейная система неустойчива «в малом», то она неустойчива и «в большом». Поэтому при анализе устойчивости нелинейных систем интересуются в первую очередь их устойчивостью «в малом». Исследование устойчивости состояния покоя нелинейной системы «в малом» проводится теми же методами, что и для линейных систем. Это дополнительно повышает интерес к изучению условий устойчивости линейных систем.

Устойчивость линейной системы связана с характером ее собственных колебаний. Чтобы пояснить это, положим, что система описывается дифференциальным уравнением

$$v(t) = K(p)u(t) = \frac{B(p)}{A(p)}u(t), \quad (11.1)$$

где $A(p)$, $B(p)$ — степенные полиномы, $p = d/dt$.

Как известно, решение уравнения (11.1) можно представить в виде $v(t) = v_c(t) + v_b(t)$,

где $v_b(t)$ — вынужденное или установившееся решение, определяемое

внешним воздействием $u(t)$; $v_c(t)$ – собственные колебания системы – решения уравнения

$$A(p) = 0. \quad (11.2)$$

После исчезновения внешнего воздействия вынужденное решение равно нулю, и дальнейшее поведение системы определяется ее собственными колебаниями $v_c(t)$. Если собственные колебания $v_c(t)$ в системе затухающие, то она приходит к состоянию равновесия и, следовательно, является устойчивой. Решение $v_c(t)$ уравнения (11.2) при некратных корнях s_k записывается в виде

$$v_c(t) = \sum_{k=1}^n c_k e^{s_k t}, \quad (11.3)$$

где s_k – корни характеристического уравнения, которое получается приравниванием полинома $A(p)$ нулю (11.2) и заменой в нем оператора дифференцирования $p = d/dt$ комплексной переменной s .

Если вещественная часть всех корней s_k отрицательна, то собственные колебания $v_c(t)$, как следует из (11.3) при $t \rightarrow \infty$ стремятся к нулю. Следовательно, линейная система радиоавтоматики устойчива, если вещественные части всех корней ее характеристического уравнения отрицательны. Иными словами, все корни характеристического уравнения устойчивой системы должны располагаться в левой половине плоскости комплексных величин.

Для получения характеристического уравнения замкнутой системы радиоавтоматики следует приравнять нулю знаменатель операторного коэффициента передачи и заменить в нем оператор p комплексной переменной s . Известно, что знаменатели операторных коэффициентов передачи замкнутой системы, которые связывают воздействия и вызванные ими процессы в различных точках системы, одинаковы. Поэтому при исследовании устойчивости замкнутой системы радиоавтоматики можно воспользоваться любым из указанных операторных коэффициентов передачи, например, коэффициентом передачи $K_{\lambda x}(p)$ от воздействия $\lambda(t)$ к ошибке $x(t)$. Это и понятно, так как устойчивость линейной системы определяется собственными процессами в ней и не зависит от внешних воздействий и точки их приложения.

Для того чтобы выяснить, является ли система устойчивой, нет необходимости находить точные значения корней ее характеристического уравнения. Достаточно знать, в какой половине плоскости комплексных величин они находятся. Для решения этого вопроса разработаны правила, называемые критериями устойчивости. Существуют алгебраические и частотные критерии устойчивости.

11.2. Алгебраические критерии устойчивости

Алгебраические критерии устойчивости, предложенные в конце прошлого века английским математиком Раусом и швейцарским математиком Гурвицем, несколько различаются по форме, но по существу близки между собой и сводятся к проверке выполнения определенной системы неравенств для коэффициентов характеристического уравнения исследуемой системы. Для устойчивости систем, описываемых дифференциальными уравнениями первого и второго порядка ($n = 1, 2$), требуется, чтобы все коэффициенты характеристического уравнения были положительны, т. е. требуется выполнение неравенства

$$a_i > 0. \quad (11.4)$$

Условием устойчивости систем, описываемых дифференциальным уравнением третьего порядка ($n = 3$), является требование положительности всех коэффициентов характеристического уравнения $a_i > 0$ и выполнение дополнительного неравенства

$$a_1 a_2 > a_0 a_3. \quad (11.5)$$

Для систем четвертого порядка ($n = 4$) условием устойчивости является выполнение неравенств (11.5).

Аналогичная совокупность неравенств существует и для систем более высокого порядка. При $n \leq 4$, т. е. при невысоком порядке уравнения системы, алгебраический критерий весьма удобен как для определения устойчивости системы с заданными параметрами, так и для получения аналитического соотношения между параметрами системы, при которых устойчивость имеет место. При $n \geq 5$ количество неравенств, требующих проверки, возрастает, и определение устойчивости с их помощью становится более трудоемким.

11.3. Частотные критерии устойчивости

Известно несколько частотных критериев устойчивости. Один из них предложен в 1936 г. ученым А. В. Михайловым. Другой вариант частотного критерия разработан в 1932 г. американским ученым Найквистом для исследования усилителей с обратной связью. В 1938 г. А. В. Михайлов обобщил его на системы автоматического управления. Критерий Найквиста основан на построении годографа комплексного коэффициента передачи $K_p(j\omega)$ разомкнутой системы управления. Годографом коэффициента $K_p(j\omega)$ называется кривая, прочерчиваемая концом вектора $K_p(j\omega) = |K_p(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)}$ на комплексной плоскости

при изменении частоты ω от 0 до ∞ . Сформулируем критерий Найквиста без строгого доказательства и поясним методику его применения.

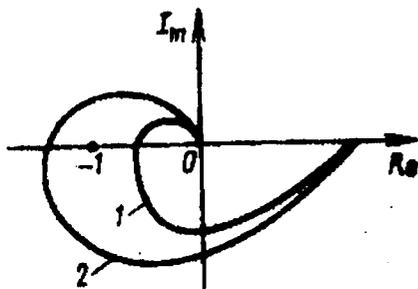


Рис. 11.1. Годограф

1 – устойчивая система;

2 – неустойчивая система,

Замкнутая система автоматического управления устойчива, если годограф комплексного коэффициента передачи $K_p(j\omega)$ разомкнутой системы не охватывает на комплексной плоскости точку с координатами $-1, j0$. На рис. 11.1 кривой 1 показан пример годографа $K_p(j\omega)$, при котором замкнутая система устойчива. Кривая 2 соответствует случаю, когда замкнутая система оказывается неустойчивой.

В тех случаях, когда годограф $K_p(j\omega)$ проходит через точку с координатами $-1, j0$ замкнутая система находится на границе устойчивости. Поясним это положение на основе качественных соображений. Если годограф проходит через точку $-1, j0$, то на некоторой частоте ω_1 оц комплексный коэффициент передачи $K_p(j\omega_1) = -1$. При этом $|K_p(j\omega_1)| = 1$, $\varphi_p(\omega_1) = -\pi$. В замкнутой системе при $\varphi_p(\omega) = 0$ существует отрицательная обратная связь. При $\varphi_p(\omega_1) = -\pi$ обратная связь становится положительной. Так как $|K_p(j\omega_1)| = 1$, то на частоте ω_1 выполняется также условие баланса амплитуд, состоящее в равенстве амплитуд на входе и выходе разомкнутой системы. В результате в замкнутой системе возникают колебания с постоянной амплитудой, и она находится на границе устойчивости. В неустойчивой системе колебания имеют нарастающую амплитуду.

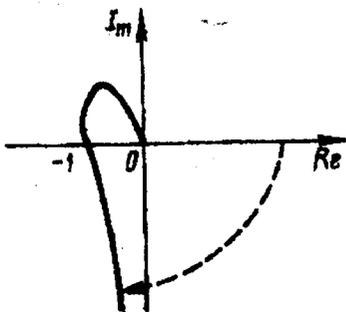


Рис. 11.2.

Использование критерия Найквиста для систем, в состав которых входят интеграторы

Некоторые особенности возникают при использовании критерия Найквиста для исследования устойчивости систем радиоавтоматики, в состав которых входят интеграторы. Так как комплексный коэффициент передачи интегратора равен $\frac{k_u}{j\omega}$, модуль комплексного $\omega = 0$ бесконечно велик. В бесконечность уходит и соответствующая ветвь годографа. Для того чтобы в этом случае решить, охватывает ли годограф точку $-1, j0$, его дополняют дугой бесконечно большого радиуса, начинающейся на положительной вещественной полуоси координат и проведенной по часовой стрелке до пересечения с годографом – рис. 11.2.

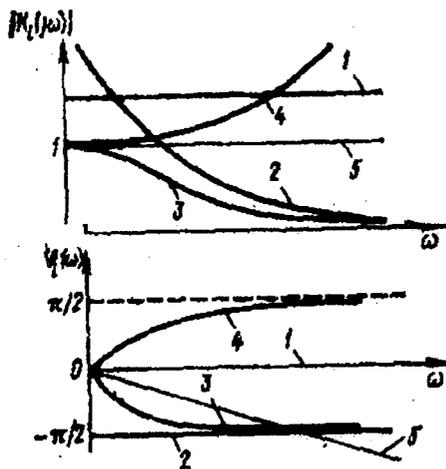


Рис. 11.3:

Амплитудно-частотные характеристики

Фазово-частотные характеристики

Амплитудно-частотные и фазово-частотные характеристики перечисленных звеньев, построенные на основе соотношений (4.14) ...

(4.18), показаны кривыми с соответствующими индексами на рис. 11.3.

Форсирующее звено удобно выделять в системе при построении ее годографа. Однако следует иметь в виду, что отдельно оно физически не реализуется и входит в состав более сложных звеньев, например, в состав пропорционально-интегрирующего фильтра, имеющего комплексный

коэффициент передачи $K(j\omega) = \frac{1 + i\omega T_1}{1 + j\omega T_2}$ – рис. 11.4. Для этого фильтра

выполняются соотношения $T_1 = R_1 \cdot C$, $T_2 = (R + R_1) \cdot C$. Название пропорционально-интегрирующий – условное (нестрогое) – связано с тем, что в области высоких частот преобразователь близок к безынерционному (пропорциональному) звену с коэффициентом передачи

$$k_1 = T_1/T_2 \approx R_1/(R + R_1),$$

а в области низких частот – к интегрирующей RC -цепи.

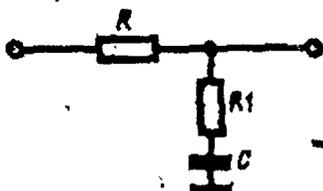


Рис. 11.4. Пропорционально-интегрирующий фильтр

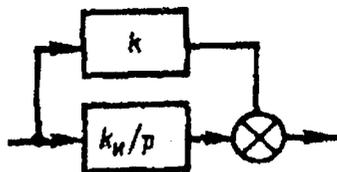


Рис. 11.5. Форсирующее звено

Ввести в систему форсирующее звено можно также путем параллельного включения безынерционного и инерционного звеньев или параллельного включения интегратора и безынерционного звена – рис. 11.5. В последнем случае коэффициент передачи полученного таким образом сложного звена равен

$$K(j\omega) = \frac{k_u}{k + j\omega}$$

Наличие в составе системы форсирующих звеньев, как можно убедиться путем построения годографа, повышает ее устойчивость. Звено временного запаздывания используется для описания инерционных свойств многокаскадных резонансных усилителей, входящих в состав системы ЧАП, ФАП и АРУ.

При использовании частотных критериев устойчивости аналитические соотношения между параметрами системы, при которых она находится на границе устойчивости, можно найти, решив систему уравнений

$$\text{Im}K_p(j\omega) = 0, \text{Re}K_p(j\omega) = -1 \quad (11.6)$$

или $|K_p(j\omega)| = 1, \varphi_p(\omega) = -\pi, \quad (11.7)$

– годограф проходит между координатами $-1, j0$ – рис. 11.6.

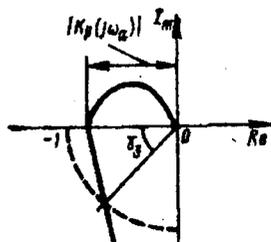
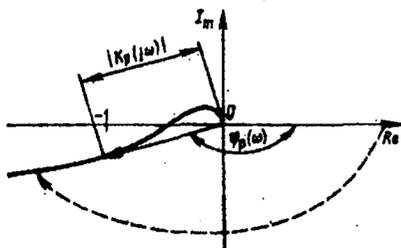


Рис.11.6. Годограф устойчивой системы Рис.11.7. Запас устойчивости по фазе

Участок годографа, примыкающий к началу координат, соответствует большим значениям ω . Участок, уходящий за пределы рисунка, соответствует $\omega \rightarrow 0$. Так как анализируемая система содержит интеграторы, годограф комплексного коэффициента передачи $K_p(j\omega)$, как отмечалось ранее, следует дополнить дугой бесконечно большого радиуса. Дополненный таким образом годограф не охватывает точку с координатами $-1, j0$, и, следовательно, рассматриваемая система устойчива. Для определения максимального значения коэффициента передачи K_a , при котором данная система устойчива.

Частотный критерий обладает рядом достоинств. Он может быть успешно применен к системам, описываемым дифференциальными уравнениями высокого порядка. Этот метод можно использовать для анализа устойчивости систем, комплексный коэффициент передачи которых не является дробно-рациональной функцией и в частности, с его помощью можно исследовать устойчивость систем, содержащих звено запаздывания с комплексным коэффициентом передачи. Достоинство рассмотренного частотного критерия по сравнению с алгебраическим критерием в том, что он не только определяет соотношение между параметрами системы, при которых она устойчива, но и позволяет лучше понять в процессе построения годографа физические причины нарушения устойчивости и наметить меры ее достижения. Еще одно достоинство частотного критерия – возможность определения при его использовании запаса устойчивости, который характеризуют двумя показателями: запасом устойчивости по амплитуде и по фазе. Запас устойчивости по фазе оценивается величиной угла γ_3 – рис. 4.7, равного

$$\gamma_3 = 180^\circ + \varphi_p(\omega_{cp}),$$

где частота среза ω_{cp} определяется условием $|K_p(j\omega_{cp})| = 1$.

Запас устойчивости по фазе показывает, насколько должно увеличиться отставание по фазе в разомкнутой системе на частоте среза $\omega_{ср}$, для того, чтобы замкнутая система оказалась на границе устойчивости. Запас устойчивости γ_3 выбирается с учетом возможной неустойчивости параметров системы, а также с учетом требования достаточно быстрого затухания ее собственных колебаний, позволяющего улучшить качество переходных процессов в системе.

Обычно считается необходимым иметь $\gamma_3 \geq 30^\circ$.

Запас устойчивости по амплитуде определяется величиной $1/|K_p(j\omega_a)|$,

где ω_a – частота, на которой выполняется равенство $\varphi_p(\omega) = -\pi$. Запас устойчивости по амплитуде показывает, во сколько раз должен измениться модуль комплексного коэффициента передачи разомкнутой системы на частоте ω_a , чтобы замкнутая система оказалась на границе устойчивости. Требуемый запас устойчивости по амплитуде зависит от того, насколько может возрасть в процессе работы системы коэффициент передачи по контуру по сравнению с расчетным коэффициентом. В радиотехнических следящих системах это определяется в основном возможным увеличением крутизны дискриминатора и зависит от построения дискриминатора и устройства нормировки по амплитуде смеси сигнала и шума в тракте, предшествующем дискриминатору.

12. СИНТЕЗ СИСТЕМ РАДИОАВТОМАТИКИ МЕТОДОМ ПРОСТРАНСТВА СОСТОЯНИЙ

Для синтеза оптимальных линейных фильтров в настоящее время широко используется методика, предложенная Р. Калманом. Фильтры, синтезированные на основе этой методики, часто называют фильтрами Калмана. Синтез фильтров Калмана основан на представлении фильтруемого процесса $\lambda(t)$ в виде компоненты или линейной комбинации компонент векторного процесса $x(t)$, отображающего процесс $\lambda(t)$ в пространстве, называемом пространством состояний. Поэтому синтез таких фильтров называют также синтезом фильтров методом пространства состояний.

Использование метода пространства состояний позволяет синтезировать как стационарные, так и нестационарные оптимальные фильтры. Напомним, что оптимальный линейный фильтр оказывается нестационарным, если процесс $x(t)$ или помеха являются случайными

нестационарными процессами, а также в тех случаях, когда требуется минимизировать дисперсию ошибки фильтрации не только во установившемся режиме, но и в любой момент времени после начала фильтрации. Весьма эффективно применение метода пространства состояний при синтезе оптимальных фильтров, имеющих несколько входов.

Процесс $x(t)$, используемый при синтезе оптимальных фильтров методом пространства состояний, является многомерным марковским процессом. Поэтому синтез фильтров этим методом тесно смыкается с общей теорией нелинейной фильтрации случайных марковских процессов, разработанной Р. Л. Стратоновичем. Из этой теории вытекают, как частный случай, основные соотношения для оптимальных фильтров Калмана.

Описание фильтруемого процесса. Рассмотрение методики синтеза оптимальных линейных фильтров методом пространства состояний начнем с пояснения возможности представления фильтруемого процесса, которым в системах радиоавтоматики является задающее воздействие $\lambda(t)$, в виде компоненты или линейной комбинации компонент марковского процесса. Поставив своей задачей правильное отображение статистических свойств процесса $\lambda(t)$, его можно представить как решение линейного стохастического дифференциального уравнения n -го порядка

$$A(p)\lambda(t) = k_1 B(p)\varepsilon(t), \quad (12.1)$$

где

$$A(p) = p^n + a_{n-1}p^{n-1} + \dots + a_0;$$

$$B(p) = b_m p^m + b_{m-1}p^{m-1} + \dots + b_1 p + 1;$$

$\varepsilon(t)$ — белый шум со спектральной плотностью $S_\varepsilon(0)$, $m \leq n - 1$. Уравнение (12.1) описывает модель формирования процесса $\lambda(t)$, в соответствии с которой процесс $\lambda(t)$ образуется на выходе фильтра с коэффициентом передачи

$$K_\lambda(p)\lambda(t) = k_1 B(p)/A(p) \quad (12.2)$$

при подаче на его вход формирующего шума $\varepsilon(t)$. Представление процесса $\lambda(t)$ как процесса на выходе формирующего фильтра является достаточно универсальным. Так, если при синтезе оптимального линейного фильтра задана спектральная плотность $S_\lambda(\omega)$ процесса $\lambda(t)$, то его можно рассматривать как эффект на выходе формирующего фильтра (12.2) в установившемся режиме. Для этого достаточно приравнять

$$S_\lambda(\omega) = |K_\lambda(j\omega)|^2 S_\varepsilon(0), \quad (12.3)$$

определить из этого условия комплексный коэффициент передачи $K_c(j\omega)$ и восстановить по $K_c(j\omega)$ дифференциальное уравнение формирующего фильтра.

Переход от процесса $\lambda(t)$, описываемого уравнением (12.1), к марковскому процессу $x(t)$ аналогичен представлению процессов в нелинейной следящей системе с помощью марковского процесса. Заменой переменных уравнение (12.59) можно представить в виде системы линейных дифференциальных уравнений первого порядка, в правые части которых входит белый шум, но не входят его производные. Если $B(p) = 1$, то указанный переход выполняется с помощью простейшей замены переменных

$$\begin{aligned} dx_1/dt &= x_2, \\ dx_2/dt &= x_3, \\ &\dots\dots\dots \\ dx_{n-1}/dt &= x_n(t), \end{aligned} \quad (12.4)$$

где $x_1(t) = \lambda(t)$.

Уравнение (12.5) в новых переменных записывается в виде

$$dx_n/dt = -a_{n-1}x_n - \dots - a_0x_1 + k_1\varphi(t). \quad (12.5)$$

Совокупность компонентов $x_1(t)$, $x_2(t)$, ..., $x_n(t)$, удовлетворяющих уравнениям (12.4), (12.5), образует вектор-функцию, описывающую многомерный марковский процесс $\mathbf{x}(t)$ в n -мерном пространстве (пространстве состояний). Систему уравнений (12.4), (12.5) можно записать в векторной форме

$$d\mathbf{x}/dt = \mathbf{F} \mathbf{x}(t) + \mathbf{H} \varphi(t). \quad (12.6)$$

где \mathbf{x} — n -мерный вектор-столбец с компонентами $x_1(t)$, $x_2(t)$, ..., $x_n(t)$;

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \dots & -a_{n-1} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ \dots \\ k_1 \end{bmatrix}. \quad (12.7)$$

Фильтруемый процесс $\lambda(t)$ при таком подходе — первый компонент $x_1(t)$ векторного процесса $\mathbf{x}(t)$ и связан с ним соотношением

$$\lambda(t) = x_1(t) = \mathbf{C}_\lambda \mathbf{x}(t),$$

где \mathbf{C}_λ — n -мерный вектор-строка вида $\mathbf{C}_\lambda = [1000\dots 0]$.

Если в уравнении (12.1) коэффициенты b_1, b_2, \dots, b_m отличны от нуля, то представление его в виде системы уравнений первого порядка с белыми шумами в правых частях усложняется, так как при замене переменных (12.4) в последнем уравнении системы появляются производные белого шума. Это один из способов, позволяющих избежать появления производных белого шума. Еще один из таких способов состоит в следующем. Вводится новая переменная $x_1(t)$, связанная с $\lambda(t)$ соотношением

$$\lambda(t) = B(p)x_1(t). \quad (12.8)$$

После подстановки (12.8) в уравнение (12.1) оно записывается в виде

$$A(p)x_1(t) = k_1 \varepsilon(t), \quad (12.9)$$

т. е. сводится к рассмотренному ранее случаю $B(p) = 1$. Уравнение (12.9) может быть представлено в виде векторного уравнения (12.6), где матрица \mathbf{F} и вектор-столбец \mathbf{H} по-прежнему определяются выражениями (12.7). В отличие от предыдущего случая процесс $\lambda(t)$ при рассматриваемом способе замены переменных выражается, как следует из (12.8), (12.4), через несколько компонент векторного процесса $\mathbf{x}(t)$. Так, например, если

$$B(p) = 1 + pT_1, \text{ то } \lambda(t) = x_1(t) + c_\lambda x_1(t).$$

Связь между процессом $\lambda(t)$ и n -мерным вектором $\mathbf{x}(t)$ устанавливается в данном случае выражением $\lambda(t) = c_\lambda \mathbf{x}(t)$, где c_λ — вектор-строка вида

$$c_\lambda = [1 \ T_1 \ 0 \ \dots \ 0].$$

Проведенное рассмотрение показывает, что для широкого круга задач фильтруемый процесс $\lambda(t)$ можно представить в виде отдельной компоненты или линейной комбинации нескольких компонент векторного марковского процесса.

На практике возникают также задачи, в которых фильтруемый процесс (задающее воздействие) описывается дифференциальным уравнением или системой дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами. При синтезе сглаживающих цепей сложных следящих систем, имеющих несколько чувствительных элементов, например, измерители угла и угловой скорости, на входы оптимизируемого фильтра поступают в смеси с шумом несколько компонент фильтруемого процесса или фильтруемый процесс в смеси с различными помехами. Чтобы охватить эти, а также другие возможные случаи, постановка задачи синтеза оптимального линейного фильтра методом пространства состояний формулируется следующим образом.

Постановка задачи. Предполагается, что векторный процесс $\mathbf{x}(t)$, описывающий фильтруемый процесс $\lambda(t)$ в n -мерном пространстве

состояний, удовлетворяет векторному дифференциальному уравнению

$$dx/dt = F(t)x(t) + H(t)z(t). \quad (12.10)$$

где $x(t)$ — вектор-функция, содержащая n компонент; $F(t)$ — квадратная матрица размером $n \times n$, зависящая в общем случае от времени; $z(t)$ — вектор формирующих белых шумов, состоящий из l компонент; $H(t)$ — матрица размером $n \times l$.

Корреляционная матрица шумов $z(t)$ имеет вид

$$R_z(t, \theta) = M\{z(t)z^T(\theta)\} = Q(t)\delta(t - \theta),$$

где $Q(t)$ — квадратная матрица размером $l \times l$, T — знак транспонирования.

Как видно из (12.10), шум $z(t)$ в общем случае предполагается нестационарным.

Процесс $\lambda(t)$ связан с вектором $x(t)$ соотношением

$$\lambda(t) = c_\lambda x(t),$$

где c_λ — вектор-строка, содержащая n элементов.

Синтезируемый фильтр в общем случае имеет несколько входов, на которые могут поступать в смеси с шумом процессы, являющиеся компонентами вектора $x(t)$. Совокупность процессов на n входах фильтров образует векторный наблюдаемый процесс

$$r(t) = C(t)x(t) + n(t), \quad (12.11)$$

где $r(t)$ — вектор-функция, состоящая из m элементов; $C(t)$ — матрица размера $m \times n$; $n(t)$ — m -мерный вектор белых шумов (помех) с корреляционной матрицей

$$R_n(t, \theta) = R_n(t)\delta(t - \theta), \quad (12.12)$$

где $R_n(t)$ — положительно определенная квадратная матрица размером $m \times m$, характеризующая интенсивность и взаимную корреляцию помех на входах фильтра.

Во многих случаях процесс $r(t)$ скалярный и представляет собой аддитивную смесь фильтруемого процесса $\lambda(t)$ и помехи — белого шума. В этом случае $C(t)$ — матрица размером $1 \times n$, т. е. вектор-строка, совпадающий с c_λ .

Наблюдаемый процесс $r(t)$ поступает на вход фильтра, начиная с момента $t = 0$. Процесс $x(t)$ и помеха $n(t)$ полагаются независимыми. Фильтр должен обеспечить выделение процесса $\lambda(t)$ с минимальной среднеквадратической ошибкой в любой момент времени $t \geq 0$.

Уравнения оптимального фильтра. Уравнения, определяющие структуру и характеристики оптимального фильтра при рассматриваемой

постановке задачи, могут быть получены различными способами. Так как вывод их оказывается весьма громоздким, ограничимся здесь обсуждением конечных результатов.

Структура оптимального фильтра описывается векторным дифференциальным уравнением

$$\dot{\mathbf{x}}_0/dt = \mathbf{F}(t)\mathbf{x}_0(t) + \mathbf{K}_0(t)[\mathbf{r}(t) - \mathbf{C}(t)\mathbf{x}_0(t)], \quad (12.13)$$

где $\mathbf{x}_0(t)$ — векторный процесс на выходе оптимального фильтра, воспроизводящий с некоторой ошибкой процесс $\mathbf{x}(t)$, начальное значение $\mathbf{x}_0(0)$ процесса $\mathbf{x}_0(t)$ принимается равным нулю, $\mathbf{K}_0(t)$ — матрица переменных коэффициентов.

Входящая в уравнение (12.13) матрица $\mathbf{K}_0(t)$ определяется выражением

$$\mathbf{K}_0(t) = \mathbf{D}(t) - \mathbf{C}^T \mathbf{R}^{-1}(t), \quad (12.14)$$

где $\mathbf{R}^{-1}(t)$ — матрица, обратная матрице $\mathbf{R}(t)$; $\mathbf{D}(t)$ — матрица дисперсий ошибок фильтрации, равная

$$\mathbf{D}(t) = M\{[\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_0(t)][\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_0(t)]^T\}. \quad (12.15)$$

Матрица $\mathbf{D}(t)$ — квадратная, симметрическая, размером $n \times n$. Ее элементами являются дисперсии и взаимные дисперсии ошибок фильтрации отдельных составляющих вектора $\mathbf{x}(t)$. Иногда $\mathbf{D}(t)$ называют матрицей ковариаций.

Изменение матрицы $\mathbf{D}(t)$ во времени описывается следующим уравнением:

$$\begin{aligned} d\mathbf{D}/dt = & \mathbf{F}(t)\mathbf{D}(t) + \mathbf{D}(t)\mathbf{F}^T(t) + \mathbf{H}(t)\mathbf{Q}(t)\mathbf{F}^T(t) - \\ & - \mathbf{D}(t)\mathbf{C}^T \mathbf{R}^{-1}(t)\mathbf{C}(t)\mathbf{D}(t). \end{aligned} \quad (12.16)$$

Уравнение (12.16) — матричное нелинейное дифференциальное уравнение Риккати. Для его решения необходимо задать начальное значение матрицы дисперсий ошибок. Так как в момент $t = 0$ процесс $\mathbf{x}_0(0)$ на выходе фильтра равен нулю, то, как видно из (12.15), матрица $\mathbf{D}(0)$ равна матрице дисперсий компонент фильтруемого процесса $\mathbf{x}(t)$ в момент $t = 0$, т. е.

$$\mathbf{D}(0) = M\{\mathbf{x}(0) - \mathbf{x}^T(0)\}.$$

Значение этой матрицы при синтезе оптимального фильтра известно.

Совокупность выражений (12.13), (12.14), (12.16) полностью определяет структуру и параметры оптимального фильтра.

Обобщенная структурная схема такого фильтра, построенная по уравнению (12.13), изображена на рис. 12.6. Двойными линиями на этом рисунке обозначены связи между векторными процессами. Оптимальная оценка $\lambda_0(t)$ процесса $\lambda(t)$ связана с вектором $\mathbf{x}_0(t)$ соотношением

$$\lambda_0(t) = \mathbf{c}_\lambda(t) \mathbf{x}_0(t).$$

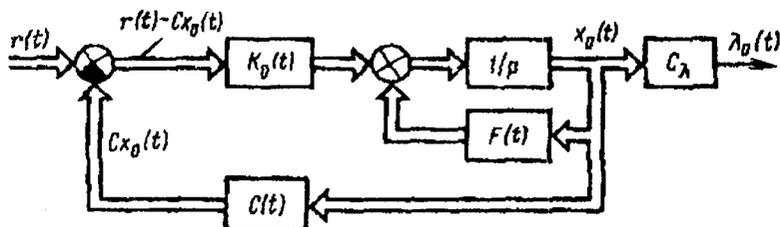


Рис. 12.1. Оптимальный фильтр

Синтезированный оптимальный фильтр – следящая система – рис. 12.1. Это весьма удобно для последующего отыскания оптимального фильтра, который включается в контур следящей системы на выходе дискриминатора.

При решении конкретных задач уравнение (12.13) целесообразно представить в виде системы дифференциальных уравнений первого порядка. По этой системе уравнений легко определяется, как показано ниже на примерах, структура оптимального фильтра.

Решение уравнения (12.16) позволяет не только найти с помощью соотношения (12.14) матрицу $\mathbf{K}_0(t)$ переменных коэффициентов оптимального фильтра, но и определить точность фильтрации, характеризуемую матрицей $\mathbf{D}(t)$.

Решение уравнений Риккати. Наиболее сложный этап синтеза оптимальных фильтров рассматриваемым методом – решение уравнения Риккати (12.16). Как правило, оно требует применения ЭВМ.

Один из возможных способов аналитического решения нелинейного дифференциального уравнения с матрицей размером $n \times n$, основан на замене его системой линейных дифференциальных уравнений, эквивалентных линейному матричному дифференциальному уравнению с матрицей размером $2n \times 2n$. Указанный переход выполняется путем представления $\mathbf{D}(t)$ в виде

$$\dot{\mathbf{v}}_1(t) = \mathbf{D}(t)\mathbf{v}_2(t), \quad (12.17)$$

где $\mathbf{v}_1(t)$ и $\mathbf{v}_2(t)$ — n -мерные векторы, удовлетворяющие уравнениям

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{v}}_1/dt &= \mathbf{F} \mathbf{v}_1 + \mathbf{H}\mathbf{Q}\mathbf{F}^T \mathbf{v}_2, \\ \dot{\mathbf{v}}_2/dt &= \mathbf{C}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C} \mathbf{v}_1 - \mathbf{F}^T \mathbf{v}_2. \end{aligned}$$

13. ДИСКРЕТНЫЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИКИ

13.1. Системы с прерывистыми входными сигналами

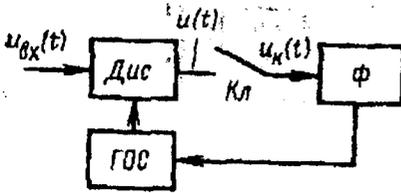


Рис.13.1. Следящая система

Кл – ключ; Ф – фильтр;
 Дис – дискриминатор;
 ГОС – генератор опорного сигнала

При значительной скважности $Q = T/\tau_n$ прерываний входного сигнала ключ Кл дополняют устройством, которое препятствует попаданию напряжения на входе фильтра во время пауз – рис.13.2.

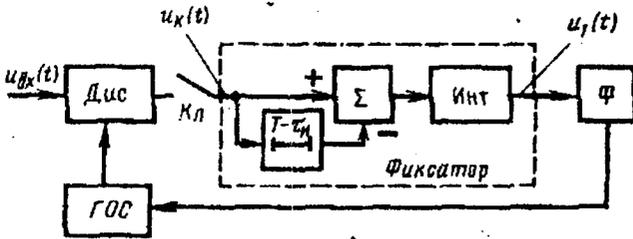
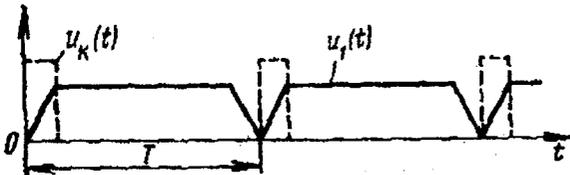


Рис.13.2.

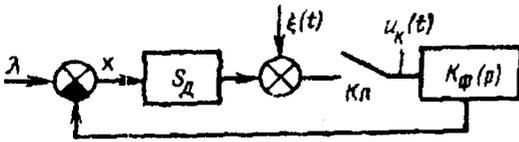
Использование фиксатора повышает среднее за период T повторения импульсов значение напряжения на входе фильтра Ф и облегчает тем самым получение необходимого коэффициента передачи по контуру регулирования – рис.13.3.

Рис.13.3.



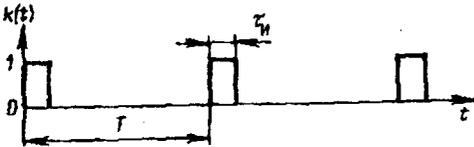
Структурная схема следящей системы без фиксатора – рис.13.4.

Рис.13.4.



Ключ Кл – звено с переменным коэффициентом передачи $k(t)$, который принимает значения 1 и 0 – рис.13.5:

Рис.13.5.



13.2. Устойчивость дискретных следящих систем

По известной передаточной функции $K(z)$ дискретной системы можно судить о ее устойчивости. Устойчивость системы определяется расположением полюсов передаточной функции на комплексной плоскости. Система устойчива, если полюсы передаточной функции находятся в левой полуплоскости переменной s .

Пример [1, рис. 10.15]. Характеристическое уравнение системы имеет вид

$$A(z) = z - 1 + K_v T = 0.$$

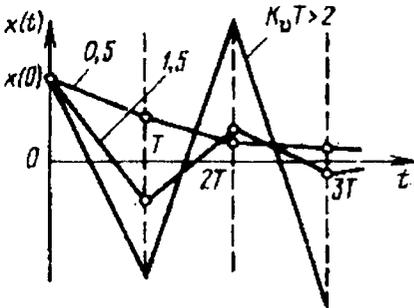


Рис.13.6.

К пояснению устойчивости дискретной системы – на каждом тактовом интервале ошибка увеличивается

При нулевом воздействии $\lambda(t) = 0$ и при наличии ошибки в момент $t = 0$

$$x(0) = -y(0)$$

на интервале $0 \dots T$ на входе интегратора формируется напряжение $S_d x(0)$.
Ошибка слежения на этом интервале

$$y(t) = y(0) + S_d k_{и} x(0) t,$$

$$x(t) = -y(t) = x(0) - S_d k_{и} x(0) t.$$

При $t = T$ ошибка слежения

$$x(T) = x(0) [1 - K_v T].$$

На последующих временных интервалах ошибка увеличивается -- рис. 13.6.

13.4. Анализ детерминированных процессов в дискретных системах

Реакцию дискретной системы на детерминированное воздействие можно найти методом z -преобразования. При этом, если начальные условия в системе нулевые, путем перемножения z -изображения $\Lambda(z)$ воздействия $\lambda(z)$ и передаточной функции $K_{\lambda v}(z)$ определяется z -изображение $V(z)$ выходного процесса, равное

$$V(z) = K_{\lambda v}(z) \Lambda(z). \quad (13.1)$$

и затем по нему отыскивается сам дискретный выходной процесс $v(kT)$.

Существует несколько способов нахождения процесса $v(kT)$ по его изображению $V(z)$. В общем случае переход от $V(z)$ к $v(kT)$ определяется интегралом обращения. Для его вычисления можно использовать теорему о вычетах, в соответствии с которой

$$v(kT) = \sum_{z_i} \text{Выч}_{z_i} [V(z) z^{k-1}].$$

где z_i — полюсы подынтегральной функции $f(z) = V(z) z^{k-1}$. Напомним, что вычет функции $f(z)$ в случае простого полюса равен

$$\text{Выч}_{z_i} = \lim_{z \rightarrow z_i} (z - z_i) f(z). \quad (13.2)$$

Вычет в полюсе m -го порядка описывается выражением

$$\text{Выч}_{z_i} = \lim_{z \rightarrow z_i} \frac{1}{(m-1)!} \frac{d^{m-1}}{dz^{m-1}} [(z - z_i)^m f(z)]$$

В ряде случаев удастся найти процесс $v(kT)$ по его изображению $V(z)$ с помощью таблиц z -изображений временных функций. При этом может оказаться целесообразным предварительно представить $V(z)$ в виде

суммы простых слагаемых.

Еще один способ определения процесса $v(kT)$ по его изображению $V(z)$ основан на разложении изображения $V(z)$ в ряд по степеням z^{-1} , т.е. на представлении его в виде суммы

$$V(z) = \sum_{k=0}^{\infty} l_k z^{-k}. \quad (13.3)$$

Из сопоставления этого выражения с определением z -преобразования следует, что коэффициенты l_k ряда (13.2) совпадают со значениями процесса $v(kT)$. Если изображение $V(z)$ – дробно-рациональная функция z , то его всегда можно представить в виде

$$V(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_m z^{-m}}{1 + d_1 z^{-1} + \dots + d_n z^{-n}} \quad (13.4)$$

и найти коэффициенты l_k простым делением числителя этого выражения на знаменатель. Выполнение этой процедуры показывает, что коэффициенты l_k , равные значениям процесса $v(kT)$ определяются рекуррентным соотношением

$$l_k = v(kT) = a_k - \sum_{i=1}^k v(kT - iT) d_i, \quad k \geq 1,$$

где $v(0) = a_0$, а коэффициенты $a_k = 0$ при $k > m$ и $d_i = 0$ при $i > n$.

Если достаточно знать значение выходного процесса только в установившемся режиме, то для определения его в устойчивой следящей системе удобно применить теорему о конечном значении оригинала

$$v(kT) = \lim_{k \rightarrow \infty} (z - 1) V(z).$$

13.5. Анализ случайных процессов в дискретных системах

Познакомимся с методами анализа дискретных следящих систем при действии на них случайных процессов. Наиболее широко используемой статистической характеристикой случайного процесса, возникающего при этом на выходе системы, является его дисперсия. Определим дисперсию выходного процесса дискретной системы в тактовых точках, т.е. в моменты времени $t = kT$, где $k = 0, 1, 2, \dots$. Положим, что процесс на входе системы, который обозначим $u(t)$, – случайный стационарный процесс известными функцией корреляции $R(\tau)$ и спектральной плотностью $S(\omega)$. Можно показать, что значения выходного процесса дискретной системы $v(kT)$ в тактовых точках совпадают с аналогичными значениями

выходного процесса непрерывной системы, комплексный коэффициент передачи $K_d(j\omega)$ которой определяется выражением

$$K_d(j\omega) = K_d(e^{j\omega T}) = K(z) \text{ при } z = e^{j\omega T}. \quad (13.5)$$

Поэтому дисперсию σ^2 процесса на выходе дискретной системы в тактовых точках в установившемся режиме можно найти по формуле, применимой к непрерывным системам:

$$\sigma^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) |K_d(j\omega)|^2 d\omega. \quad (13.6)$$

Комплексный коэффициент передачи $K_d(j\omega)$ – периодическая функция частоты. Качественный характер зависимости $|K_d(j\omega)|$ от частоты изображен на рис. 13.7. На том же рисунке показана зависимость от частоты спектральной плотности $S(\omega)$ воздействия $u(t)$. Вычислить дисперсию σ^2 непосредственно по формуле (13.6) в общем случае затруднительно. Целесообразно поэтому преобразовать ее.

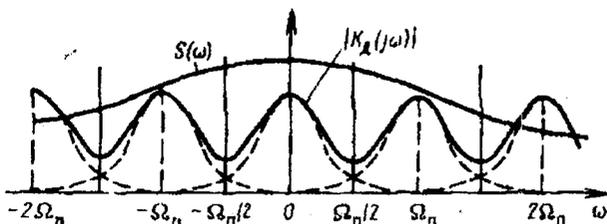


Рис. 13.7.
Частотная характеристика

В тактовых точках значения выходного процесса дискретной системы, вызванного гармоническими воздействиями с частотами

$$\omega \text{ и } \omega \pm \Omega_n \quad (l = 1, 2, \dots),$$

в силу периодичности комплексного коэффициента передачи системы совпадают. Поэтому составляющие спектра входного воздействия, лежащие за пределами частотного интервала частот от $-\Omega_n/2$ до $\Omega_n/2$, можно заменить путем сдвига по частоте, на величину $\pm l\Omega_n$ равноценными составляющими, находящимися в пределах указанного интервала.

В результате такой замены дискретная система по формированию выходного напряжения в тактовых точках оказывается эквивалентной непрерывной системе с коэффициентом передачи $K_3(j\omega)$ и эквивалентным воздействием $u_{\Sigma}(t)$ на входе. Коэффициент передачи $K_3(j\omega)$ отличен от нуля только на интервале частот от $-\Omega_n/2$ до $\Omega_n/2$ и определяется выражением

$$K_{\Pi}(j\omega) = \begin{cases} K_{\Pi}(j\omega) & \text{при } |\omega| < \frac{\Omega}{2}, \\ 0 & \text{при } |\omega| > \frac{\Omega}{2}. \end{cases} \quad (13.7)$$

Спектральная плотность $S_{\Sigma}(\omega)$ эквивалентного воздействия $u_{\Sigma}(t)$ связана со спектральной плотностью процесса $u(t)$ соотношением

$$S_{\Sigma}(\omega) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} S(\omega + \Omega_{\Pi l}). \quad (13.8)$$

Формула для вычисления дисперсии при этом принимает вид

$$\sigma^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega/2}^{\Omega/2} |S(\omega)|^2 |K_{\Pi}(j\omega)|^2 d\omega. \quad (13.9)$$

Спектральную плотность $S_{\Sigma}(\omega)$ эквивалентного воздействия $u_{\Sigma}(t)$ можно представить также в виде

$$S_{\Sigma}(\omega) = TS^*(\omega). \quad (13.10)$$

где $S^*(\omega)$ — спектральная плотность дискретного процесса $u(kT)$. Спектральная плотность $S^*(\omega)$ определяется дискретным преобразованием Фурье корреляционной функции $R(kT)$ процесса $u(kT)$:

$$S^*(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} R(kT) e^{-j\omega kT}. \quad (13.11)$$

Функцию $S^*(\omega)$ часто называют также дискретной спектральной плотностью. В свою очередь, спектральную плотность $S^*(\omega)$ можно выразить через z -изображение $R_d(z)$ корреляционной функции $R(\tau)$ воздействия $u(t)$.

$$R_d(z) = \sum_{k=0}^{\infty} R(kT) z^{-k}. \quad (13.12)$$

Из соотношений (13.11), (13.12) следует, что дискретная спектральная плотность $S^*(\omega)$ связана с изображением $R_d(z)$ следующим равенством:

$$S^*(\omega) = S(z) \text{ при } z = e^{j\omega T}, \quad (13.13)$$

где

$$S(z) = R_d(z) + R_d(z^{-1}) - R_d(0). \quad (13.14)$$

Если известно аналитическое выражение корреляционной функции $R_d(\tau)$ воздействия, то с помощью таблиц z -преобразований временных

функций и формул легко находится спектральная плотность $S^*(\omega)$.

Выражение для дисперсии выходного процесса дискретной системы записывается в виде

$$\sigma^2 = \frac{T}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} S(z)|K(z)|^2 \Big|_{z=e^{j\omega T}} d\omega. \quad (13.15)$$

Подынтегральное выражение в (13.15) – трансцендентная функция переменной ω , что затрудняет интегрирование. Целесообразно поэтому провести замену переменных

$$z = e^{j\omega T} = \frac{1+ju}{1-ju}, \quad \omega = \frac{2}{T} \operatorname{arctg} u, \quad d\omega = \frac{du}{1+u^2}, \quad (13.16)$$

в результате которой интеграл для σ^2 принимает вид

$$\sigma^2 = \frac{T}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} S(z)|K(z)|^2 \Big|_{z=\frac{1+ju}{1-ju}} d\omega. \quad (13.17)$$

Подынтегральное выражение в (13.17) – дробно-рациональная функция переменной ju . Определение дисперсии σ^2 по формуле (13.17) сводится к вычислению применяющегося при анализе непрерывных систем стандартного интеграла, в котором переменная ω заменяется переменной u .

Частный, но весьма важный случай, – широкополосное воздействие $u(t)$ на входе дискретной системы. Корреляционная функция входного процесса $u(t)$ удовлетворяет условию

$$R_d(\tau) = 0 \text{ при } |\tau| \geq T. \quad (13.18)$$

Сечения случайного процесса $u(kT)$, формирующиеся в процессе временной дискретизации, при этом не коррелированы и такой процесс называют дискретным белым шумом. Его спектральная плотность $S^*(\omega)$, как вытекает из (13.12), (13.18), равна

$$S^*(\omega) = R(0) = \sigma_u^2, \quad (13.19)$$

где σ_u^2 – дисперсия процесса $u(kT)$.

Дисперсию выходного процесса дискретной системы при действии на ее входе дискретного белого шума можно найти по общей формуле (13.19), учитывая, что в рассматриваемом случае выполняется соотношение

$$S(z) = \sigma_u^2.$$

Дисперсия выходного процесса дискретной системы в переходном режиме

Дисперсия $\sigma_v^2(kT)$ процесса $v(kT)$ на выходе дискретной системы в переходном режиме определяется дискретным аналогом.

В формуле $\varphi_{uv}(iT)$ — дискретная импульсная переходная функция системы, связанная с ее дискретной передаточной функцией $K_{uv}(z)$ обратным z -преобразованием.

Импульсную переходную функцию системы можно найти, зная $K_{uv}(z)$, например, с помощью теоремы о вычетах. Вспомогательная функция $h(iT)$ определяется соотношением

$$h_{uv}(iT) = Z\{K_{uv}(z)[R_d(z) - R(0)/2]\},$$

в котором $R_d(z)$ — z -изображение корреляционной функции $R(\tau)$ случайного воздействия на входе системы.

Если воздействие широкополосное и его корреляционная функция $R(\tau)$ удовлетворяет условию (13.14), то $R_d(z) = R(0)$.

Формулу можно применить для расчета дисперсии ошибки слежения в переходном режиме, вызванном появлением шума $\xi_3(t)$ в системе, обсуждавшейся в примере. Дискретная передаточная функция рассматриваемой системы описывается выражением (13.17). Ей соответствует импульсная переходная функция.

При $K_3T < 2$ система устойчива и дисперсия $\sigma_x^2(kT)$ с ростом k , как следует из (13.18), стремится к установившемуся значению, определяемому формулой (13.15).

Упрощение непрерывной системы, эквивалентной дискретной системой

Если частота дискретизации F во много раз превышает полосу ΔF_3 , то описанная в начале данного параграфа непрерывная система, эквивалентная дискретной, может быть существенно упрощена. Соответственно упрощается и определение характеристик выходного процесса дискретной системы. Напомним, что при произвольной частоте F непрерывная система, эквивалентная дискретной, имеет комплексный коэффициент передачи $K_3(j\omega)$, определяемый выражением (13.18), а спектральная плотность $S_\Sigma(\omega)$ эквивалентного воздействия на ее входе описывается выражением (13.19).

Покажем, как упрощается эквивалентная непрерывная система при высокой частоте F сначала для разомкнутой дискретной системы, состоящей из импульсного элемента и приведенной непрерывной части

(рис. 13.19). Комплексный коэффициент передачи такой дискретной системы $K_d(j\omega)$ выражается через коэффициент передачи приведенной непрерывной части $K_{пн}(j\omega)$.

При узкой по сравнению с частотой F полосе пропускания приведенной непрерывной части системы коэффициент передачи $K_d(j\omega)$ на интервале частот $-\Omega_n/2$ до $\Omega_n/2$ описывается только одним слагаемым ряда (13.19), соответствующим $l = 0$. Коэффициент передачи непрерывной системы эквивалентной дискретной согласно (13.10) и (13.11) при этом равен

$$K_d(j\omega) = \frac{1}{T} K_{пн}(j\omega) \approx K_{ф\phi}(0)K_{ф}(j\omega). \quad (13.20)$$



Рис. 13.8.

Из (13.20) следует, что при высокой частоте F разомкнутая дискретная система эквивалентна непрерывной, которая образуется из дискретной заменой импульсного элемента звеном с коэффициентом передачи $1/T$ или заменой импульсного элемента и формирующего фильтра звеном с коэффициентом передачи $k = K_{ф\phi}(0)/T$. При этом на вход эквивалентной непрерывной системы в общем случае должно подаваться эквивалентное воздействие $u_{\Sigma}(t)$ со спектральной плотностью, определяемой выражением (13.10).

Описанный перевод к эквивалентной непрерывной системе справедлив и для замкнутой дискретной системы, если ее полоса пропускания много меньше частоты временной дискретизации F . Полагая, что это условие выполняется, заменим эквивалентной непрерывной дискретную систему, изображенную на рис. 13.12. Импульсный элемент и формирующий фильтр заменяются при этом, как и в случае разомкнутой дискретной системы, звеном с коэффициентом передачи $k = K_{ф\phi}(0)/T$. Воздействия, поступающие на входы дискретной системы (рис. 13.12), также заменяются эквивалентными.

Флюктуационный процесс $\xi_3(t)$ заменяется при этом воздействием $\xi_{3\Sigma}(t)$ со спектральной плотностью $S_{\xi_{3\Sigma}}(\omega)$, описываемой формулой (13.10). Так как процесс $\xi_3(t)$ – широкополосный и его корреляционная функция удовлетворяет соотношению (13.8), то спектральная плотность $S_{\xi_{3\Sigma}}(\omega)$, как вытекает из (13.7), (13.9), равна

$$S_{\xi_{3\Sigma}}(\omega) = T\sigma^2, \quad (13.21)$$

где σ^2 — дисперсия процесса $\xi_3(t)$.

С учетом (13.10) выражение (13.21) принимает вид

$$S_{\xi_2}(\omega) = S_{\xi}(0)/\tau_n = S_{\xi}(0)Q, \quad (13.22)$$

Из (13.22) следует, что флюктуационное напряжение $\xi_{2\Sigma}(t)$ на выходе дискриминатора эквивалентной непрерывной системы — белый шум со спектральной плотностью, пропорциональной скажности радиосигнала на входе следящей системы.

Воздействие $\lambda(t)$ при переходе к эквивалентной непрерывной системе, строго говоря, следует заменить эквивалентным $\lambda_{\Sigma}(t)$ со спектральной плотностью $S_{\lambda\Sigma}(\omega)$, описываемой выражением (13.10). Однако, если частота дискретизации F превышает ширину полосы пропускания системы, то она, как правило, значительно превышает и ширину спектра воздействия $\lambda(t)$. При этом на интервале частот $|\omega| < \Omega_n/2$, где коэффициент передачи $K_3(j\omega)$ эквивалентной непрерывной системы может отличаться от нуля, спектральная плотность $S_{\lambda\Sigma}(\omega)$ эквивалентного воздействия $\lambda_{\Sigma}(t)$ совпадает, как вытекает из (13.10), с $S_{\lambda}(\omega)$. Следовательно, при высокой частоте дискретизации эквивалентное воздействие $\lambda_{\Sigma}(t)$ совпадает с $\lambda(t)$.

В результате описанных преобразований дискретная система (рис. 13.12) при высокой частоте дискретизации заменяется очень простой эквивалентной непрерывной системой, изображенной на рис. 13.9. Для исследования этой системы полностью применим математический аппарат и расчетные соотношения, приведенные в предыдущих лекциях.

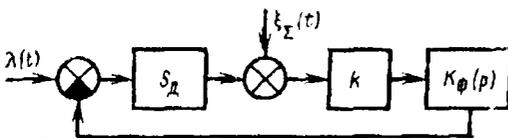


Рис. 13.9. Эквивалентная схема

Если в системе прерывистого регулирования используется фиксатор, то передаточная функция формирующего фильтра определяется формулой (13.12). Коэффициент k в схеме на рис. 13.9 при этом равен

$$k = K_{\text{фф}}(0)VT = 1,$$

и эквивалентная непрерывная система дополнительно упрощается. При отсутствии фиксатора в системе прерывистого регулирования передаточная функция формирующего фильтра описывается выражением (13.6). При этом

$$k = K_{\text{фф}}(0)/T = 1/Q.$$

Из рис. 13.20 видно, что если коэффициент передачи фильтра $K_{\text{ф}}(p)$ в системе без фиксатора сделать в Q раз большим, чем в системе с фиксатором, то ошибки слежения в обеих системах окажутся одинаковыми.

14. ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ РАДИОАВТОМАТИКИ

14.1. Общая характеристика цифровых следящих систем

Широкое распространение в настоящее время получили цифровые системы радиоавтоматики, и, в частности, цифровые следящие системы. Цифровыми обычно называют следящие системы, все или часть блоков которых (дискриминаторы, фильтры, генераторы опорного сигнала) построены на базе цифровых вычислительных машин (ЦВМ) или в виде отдельных цифровых устройств, использующих элементы импульсной и цифровой техники: триггеры, логические элементы «И», «ИЛИ», счетчики, регистры памяти и др.

Важные достоинства цифровых следящих систем: резкое упрощение их настройки и регулировки, делающее такие системы весьма технологичными, высокая стабильность их характеристик и параметров, высокая надежность. К достоинствам таких систем относится также удобство изменения их параметров в процессе работы, позволяющее реализовать в них сложные алгоритмы обработки сигналов. Гарантированная точность получаемых результатов и ряд других. Перечисленные достоинства делают цифровые системы весьма перспективными, и во многих случаях им отдается предпочтение.

При построении цифровых систем возникают и определенные трудности. Характерной особенностью этих систем является обработка процессов, подвергшихся дискретизации по времени и квантованию по уровню. В общем случае выполнение этих операций приводит к возрастанию ошибки слежения. Поэтому при построении цифровых систем необходимо принимать меры, чтобы сделать это увеличение незначительным.

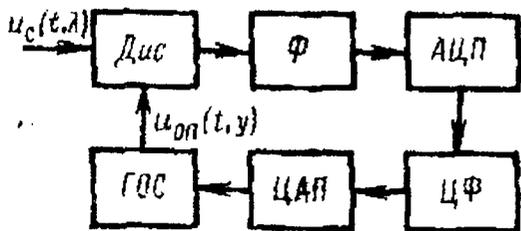


Рис. 14.1. Цифровая следящая система

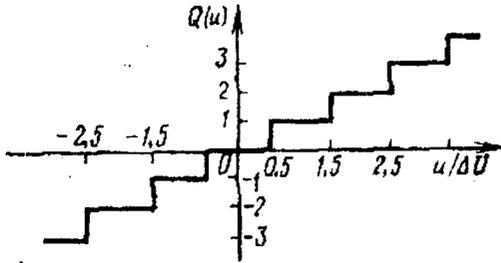
Дис — дискриминатор;
 ГОС — генератор опорного сигнала;
 ЦФ — цифровой фильтр

Возможность успешного применения цифровых следящих систем тесно связана с развитием элементной базы: интегральных микросхем, микропроцессоров, мини-ЭВМ. Быстрый прогресс в этой области ведет к тому, что цифровые системы могут успешно конкурировать с аналоговыми системами и по таким показателям, как габариты, масса и стоимость аппаратуры.

Цифровые системы радиоавтоматики весьма разнообразны. Познакомимся сначала с цифровой радиотехнической следящей системой, наиболее близкой к рассматривавшимся ранее аналоговым системам — рис. 14.1. В этой системе используются аналоговый дискриминатор (Дис), аналоговый генератор опорного сигнала (ГОС) и цифровой фильтр (ЦФ). Связь между цифровым и аналоговыми блоками системы обеспечивается с помощью аналого-цифрового (АЦП) и цифроаналогового (ЦАП) преобразователей. Для того чтобы ограничить ширину спектра процесса, поступающего на АЦП, на выходе дискриминатора часто включают аналоговый фильтр нижних частот (Ф). По схеме, приведенной на рис. 14.1, могут быть построены цифровые системы слежения за направлением прихода, частотой, фазой радиосигнала; и другие радиотехнические следящие системы.

В изображенной на рис. 14.1 цифровой системе используются как цифровые, так и аналоговые устройства, поэтому системы такого типа иногда называют аналого-цифровыми. Специфические (по сравнению с обсуждавшимися ранее) элементы рассматриваемой системы: АЦП, цифровой фильтр и ЦАП. Поясним несколько подробнее их назначение и дадим математическое описание.

Рис. 14.2.



Аналого-цифровой преобразователь (АЦП), входящий в систему, осуществляет периодическое преобразование напряжения, поступающего с аналогового дискриминатора в цифровую форму. Различные варианты таких АЦП, работают по методу взвешивания, счетно-импульсному и др. Там же приведены различные варианты построения цифроаналоговых преобразователей, выполняющих обратное преобразование последовательности чисел в непрерывное напряжение.

Для получения математического описания работы АЦП в составе цифровой следящей системы удобно представить выполняемое им преобразование как двухэтапный процесс. На первом этапе непрерывное напряжение $u(t)$, поступающее на вход АЦП, подвергается дискретизации по времени. На втором этапе оно квантуется по уровню, и полученные квантованные по уровню величины заменяются числами, представленными в виде кодов. Заметим, что описанная последовательность операций соответствует преобразованию напряжения $u(t)$ в последовательность импульсов с кодово-импульсной модуляцией (КИМ),

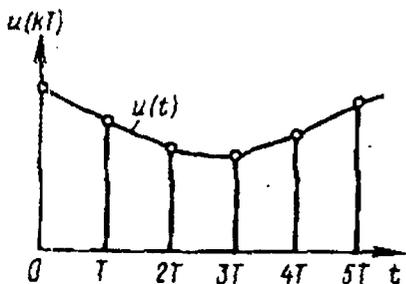
В процессе временной дискретизации входное непрерывное напряжение $u(t)$ преобразуется в дискретную по времени последовательность $u(kT)$, где $k = 0, 1, 2, \dots$; T — период временной дискретизации. Непрерывной функции $u(t)$ соответствует дискретная функция $u(kT)$ — рис. 14.3. Преобразование непрерывной функции $u(t)$ в дискретную функцию $u(kT)$ — линейная операция и может рассматриваться как прохождение сигнала $u(t)$ через ключ, коэффициент передачи которого изменяется по закону

$$k(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } t = kT, \\ 0 & \text{при } t \neq kT. \end{cases} \quad (14.1)$$

Чтобы отличить этот ключ от импульсного элемента (ИЭ), который преобразует непрерывный процесс $u(t)$ в последовательность

модулированных дельта-функций, назовем данный ключ дискретным элементом (ДЭ).

Рис. 14.3.



Квантование по уровню, выполняемое на следующем этапе преобразований в АЦП, состоит в округлении значений процесса $u(kT)$ до величин $u_{кв}(kT)$, кратных шагу ΔU квантования по уровню. Полученные при этом квантованные величины $u_{кв}(kT) = \Delta U n(kT)$, где n — номер квантованного уровня, заменяются далее числами $n(kT)$, записанными в некоторой системе счисления (часто двоичной) и отображенными соответствующими кодовыми группами. Операция квантования по уровню и замены квантованных величин числами описывается нелинейной функцией $Q(u)$ — рис. 14.2.

В результате работы АЦП поступающее на его вход непрерывное напряжение $u(t)$ преобразуется в последовательность чисел $n(kT)$, появляющихся в дискретные моменты времени $t = kT$. Учитывая все преобразования, выполняемые АЦП, его эквивалент можно представить в виде двух последовательно включенных звеньев — рис. 14.3. Первое из них — дискретный элемент (ДЭ) с коэффициентом передачи, описываемым выражением (14.1). Второе — безынерционное нелинейное звено с характеристикой $Q(u)$. Последовательность чисел $n(kT)$ с выхода АЦП поступает на цифровой фильтр — рис. 14.1.

Цифровой фильтр — устройство, которое преобразует поступившую на его вход последовательность чисел $n(kT)$ в другую последовательность чисел $n_1(kT)$, формируемую на выходе фильтра. Цифровой фильтр является дискретным устройством. Если при выполнении арифметических операций числа не подвергаются в нем округлению, то цифровой фильтр так же, как и дискретные системы, рассмотренные в гл. 10, можно описать линейным разностным уравнением. В компактной форме это уравнение записывается в виде

$$n_1(kT) = K(c) n(kT), \quad (14.2)$$

где c — оператор временного сдвига на время T ; $K(c)$ — операторный коэффициент передачи цифрового фильтра, связанный с его дискретной передаточной функцией $K_{цф}(z)$ соотношением $K(c) = K_{цф}(z) \Big|_{z^{-1}=c}$.

Цифровой фильтр может быть реализован на ЦВМ или на специализированном цифровом вычислительном устройстве.

Цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) используется в рассматриваемой системе для преобразования последовательности чисел, поступающей с выхода цифрового фильтра, в непрерывное напряжение. Весьма часто используются экстраполяторы нулевого порядка (фиксаторы), в которых функция $h(t)$ представляет собой прямоугольный импульс длительностью T .

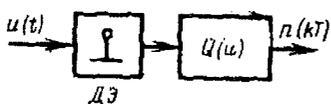


Рис. 14.3

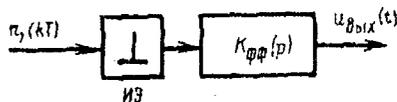


Рис. 14.4

Осуществляемое в ЦАП преобразование чисел в импульсы напряжения, как вытекает из (14.3), можно представить в виде следующих математических операций.

Число $n_i(kT)$ умножается на дельта-функцию $\delta t - kT$, которая воздействует далее на формирующий фильтр с импульсной переходной функцией $\Delta U_1 h(t)$, вызывая появление на его выходе импульса напряжения

$$n_i(kT) \Delta U_1 h(t - kT).$$

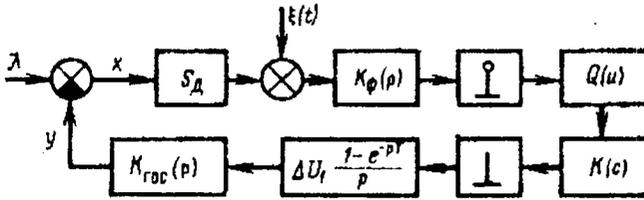
Эквивалент ЦАП, отображающий выполняемые им операции, показан на рис. 14.4. На этом рисунке ИЭ — импульсный элемент с коэффициентом передачи, описываемым последовательностью дельта-функций (10.2), замыкающийся в моменты появления чисел на входе преобразователя, $K_{фф}(p)$ — операторный коэффициент передачи формирующего фильтра с импульсной переходной функцией, равной $\Delta U_1 h(t)$. При использовании в ЦАП экстраполятора нулевого порядка

$$K_{фф}(p) = \Delta U_1 (1 - e^{-pT}) / p.$$

Полученные математические описания цифровых и аналого-цифровых блоков системы, изображенной на рис. 14.1, позволяют построить ее общую структурную схему — рис. 14.5. В нее, кроме эквивалентов АЦП, ЦАП и цифрового фильтра, входит линейный эквивалент аналогового дискриминатора, состоящий из безынерционного звена с коэффициентом передачи S_d и источника шума $\xi(t)$, а также звенья с коэффициентами пере-

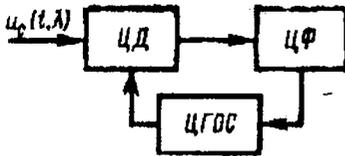
дачи $K_{гос}(p)$, $K_{\phi}(p)$, описывающие аналоговый генератор опорного сигнала и фильтр Φ [1, § 2.5].

Рис. 14.5.



Достоинства цифровых систем проявляются в использовании цифровых технологий во всех блоках (дискриминаторах, генераторах опорного сигнала и т.д.) В цифровых следящих системах используются цифровые дискриминаторы (ЦД), цифровые фильтры (ЦФ), цифровые генераторы опорного сигнала (ЦГОС) – рис.14.6.

Рис.14.6.



14.2. Цифровые дискриминаторы

Цифровые дискриминаторы используются в цифровых системах слежения за временным положением, фазой и частотой радиосигнала.

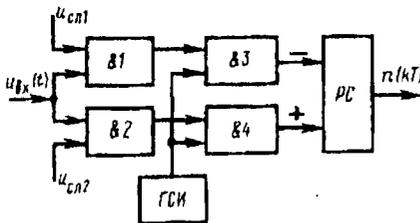


Рис. 14.7. Цифровой временной дискриминатор

Принцип работы цифрового временного дискриминатора – рис. 14.7 поясняется эпюрами процессов – рис. 14.8.

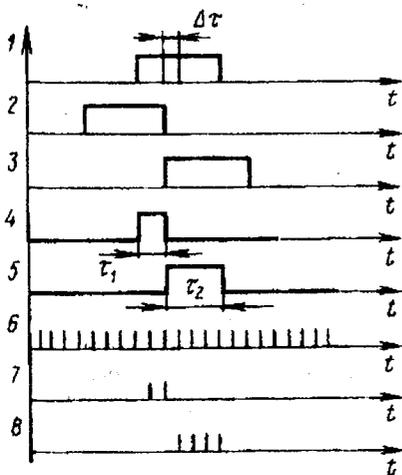


Рис. 14.8. Эпюры процессов в цифровом временном дискриминаторе

Квантование по уровню при условии синхронизации по фазе следящих импульсов – рис. 14.9. Величина шага квантования определяется периодом повторения счетных импульсов.

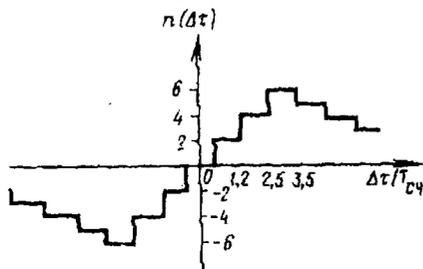


Рис. 14.9. Квантование по уровню

В цифровом дискриминаторе преобразование аналог–цифра может выполняться вне контура регулирования – рис.14.10. Может служить в радиолокационной системе слежения по дальности. Запускающий импульс совпадает по времени с излучением зондирующего радиоимпульса [1, с.237]. Импульс отраженного сигнала поступает на дискриминатор в виде управляющего импульса.

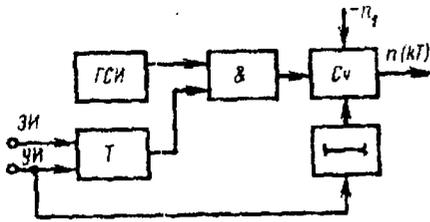


Рис. 14.10.
Цифровой дискриминатор

Эквивалент дискриминатора – рис.14.11. Звено с характеристикой $Q(\tau_c)$ учитывает квантование запаздывания τ_c по уровню.

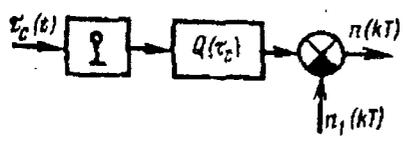


Рис.14.11.
Эквивалент дискриминатора

15. ЦИФРОВЫЕ ФАЗОВЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

Цифровые фазовые детекторы различаются преобразованием аналог-цифра в контуре регулирования или вне контура, видом преобразующихся процессов, формой опорного напряжения, схемными решениями. Один из возможных вариантов – рис. 15.1.

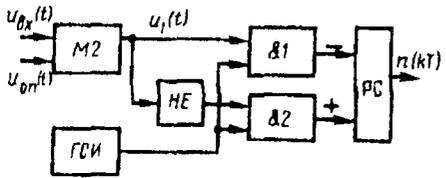


Рис.15.1.
Цифровой фазовый детектор

В детекторе используется напряжение меандровой формы – рис.15.2.

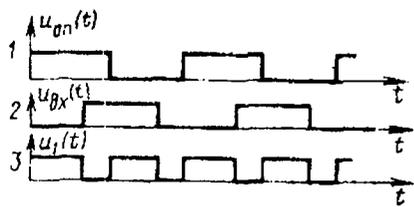


Рис.15.2.
Эпюры напряжений
в цифровом фазовом детекторе

Для упрощения можно отказаться от многоуровневого квантования – рис. 15.3.

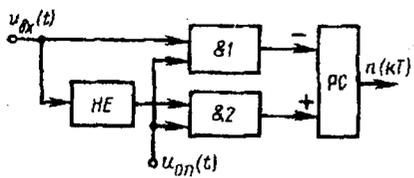


Рис. 15.3. Цифровой фазовый детектор

Принцип работы цифрового фазового детектора поясняется эюрами – рис. 15.4.

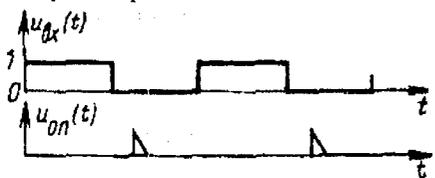


Рис. 15.4. Эюры напряжений в схеме на рис.15.3: $u_{оп}(t)$ – опорный сигнал; $u_{вх}(t)$ – входной сигнал

Пример простой реализации цифрового фазового детектора в виде АЦП, включенного в контур регулирования и преобразующего в числа мгновенные значения входного сигнала в моменты времени t_k , «привязанные» к определенной фазе опорного сигнала.

Входной и опорный сигнал фазового детектора

$$u_{вх}(t) = U_c \sin[\omega_0 t + \varphi_c(t)], \tag{15.1}$$

$$u_{оп}(t) = U_c \sin[\omega_0 t + \varphi_0(t)]. \tag{15.2}$$

Если моменты времени соответствуют переходам опорного напряжения через нуль с положительной производной.

$$\omega_0 t_k + \varphi_0(t_k) = 2\pi k, k = 0, 1, 2, \dots \tag{15.3}$$

В современных схемах используется обработка квадратурных компонентов входного и опорного сигналов – рис.15.5.

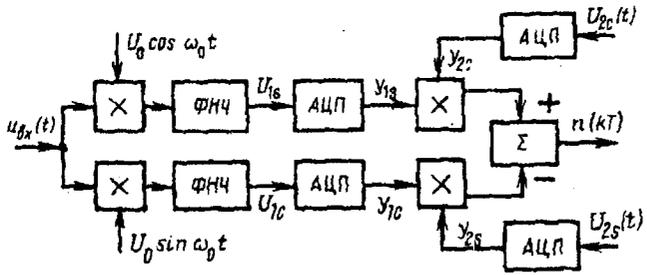


Рис.15.5. Цифровой фазовый детектор

Квадратурные (косинусные и синусные) компоненты входного и опорного сигналов соответственно:

$$U_{1c}(t) = U_1 \cos \varphi_1(t) \text{ и } U_{1s}(t) = U_1 \sin \varphi_1(t);$$

$$U_{2c}(t) = U_2 \cos \varphi_2(t) \text{ и } U_{1s}(t) = U_2 \sin \varphi_2(t).$$

Преобразование квадратурных компонент, описываемое выражением

$$u(t) = \frac{\alpha}{2} [U_{1s}(t)U_{2c}(t) - U_{1c}(t)U_{2s}(t)] \quad (15.4)$$

позволяет получить напряжение

$$u(t) = \frac{\alpha}{2} [U_1 U_2 \sin[\varphi_1(t) - \varphi_2(t)],$$

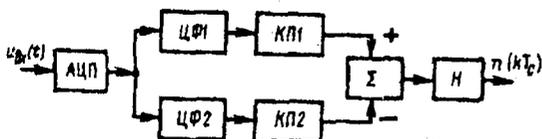
которое совпадает с выходным напряжением фазового детектора, выполняющего перемножение (3.1) мгновенных значений процессов $u_1(t)$ и $u_2(t)$ и подавление составляющей с частотой $2\omega_0$.

Алгоритм обработки квадратурных компонент входного и опорного сигналов (15.4) с квантованием их по уровню и по времени можно использовать для построения цифрового фазового детектора – рис. 15.5. Формирование напряжений, пропорциональных квадратурным компонентам $U_{1s}(t)$ и $U_{1c}(t)$, выполняется в нем умножением входного сигнала $u_1(t)$ на вспомогательные колебания

$$U_0 \cos \omega_0 t \text{ и } U_0 \sin \omega_0 t$$

с подавлением возникающих при этом гармоник с частотой $2\omega_0$ фильтрами нижних частот (ФНЧ). Эти фильтры позволяют также при наличии на входе детектора шумов ограничить ширину спектра процессов, поступающих на АЦП. Выделенные квадратурные компоненты $U_{1s}(t)$ и $U_{1c}(t)$ преобразуются в АЦП в последовательности чисел (кодов) $y_{1s}(kT)$ и $y_{1c}(kT)$, $k = 1, 2, \dots$ В дальнейшем они перемножаются, согласно (15.4), с представленными в цифровой форме квадратурными компонентами опорного сигнала $y_{2s}(kT)$ и $y_{2c}(kT)$, которые формируются на выходах соответствующих АЦП.

Цифровые частотные дискриминаторы. Один из вариантов цифрового частотного дискриминатора (ЦЧД), построенного по аналоговому прототипу – рис. 15.6. Он близок к аналоговому частотному дискриминатору с расстроенными контурами. Состав ЦЧД: АЦП, два цифровых фильтра ЦФ1 и ЦФ2, квадратичные преобразователи КФ1 и КФ2, устройство вычитания и накопитель Н.



ЦФ – цифровые фильтры;
КФ – квадратичные преобразователи;
Н – накопитель

Рис. 15.6. Цифровой частотный дискриминатор

Преобразование входного напряжения в цифровую форму осуществляется

в АЦП с частотой F . Требуемая частота F временной дискретизации определяется шириной спектра входного процесса и переходной частотой дискриминатора F_0 .

Цифровые фильтры ЦФ1 и ЦФ2 имеют резонансные частотные характеристики с центральными частотами F_1 , F_2 , смещенными по отношению к переходной частоте дискриминатора на величину $\pm \Delta F_1/2$. Дискретные передаточные функции этих фильтров $K_1(z)$ и $K_2(z)$ выбираются так, чтобы обеспечить достаточно резкий спад дискриминационной характеристики за пределами рабочего участка. Квадратичные преобразователи КП1 и КП2 заменяют амплитудные детекторы, входящие в состав аналогового частотного дискриминатора с расстроенными контурами.

Период T_c съема чисел с выхода дискриминатора может быть больше, чем период дискретизации $T = 1/F$, используемый в АЦП. При этом появляется возможность накопления и усреднения чисел $N(kT)$, поступающих с частотой F с выхода устройства вычитания, на интервале времени T_c . Эта операция осуществляется в накопителе **Н** путем суммирования чисел $N(kT)$ за время T_c с последующим считыванием и сбросом накопленного результата.

Определенное распространение получили также цифровые частотные дискриминаторы со счетом числа пересечений входным процессом нулевого уровня. Дискриминаторы такого типа могут быть построены на базе частотомеров или измерителей периодов (периодомеров). Принцип работы дискриминатора, построенного на базе частотомера, основан на определении числа периодов входного процесса за фиксированное время измерения $T_{из}$ и сравнении его с эталонным. Возможная схема такого дискриминатора — рис. 15.7. Входное напряжение преобразуется устройством формирования (**УФ**) в последовательность импульсов, появляющихся в моменты пересечения входным процессом нулевого уровня с положительной производной. Сформированные импульсы поступают на логический элемент **&** — «И», который отпирается триггером **Т** на время $T_{из}$. Триггер управляется импульсами «н» и «к», определяющими начало и конец измерительного интервала $T_{из}$. Прошедшие через элемент «И» импульсы регистрируются счетчиком **Сч**, в котором предварительно записывается с обратным знаком число $N_0(k) = T_{из}F_0$, соответствующее переходной частоте дискриминатора F_0 . За время $T_{из}$ на счетчик поступает N счетных импульсов и по окончании измерительного интервала в нем записано число $n = N - N_0$, зависящее от величины и знака разности $F_c - F_0$ частоты сигнала F_c и

переходной частоты дискриминатора F_0 . Импульс управления «к», фиксирующий окончание измерительного интервала, воздействует на устройство управления (УУ), которое формирует команду на считывание результата, накопленного в счетчике. Через некоторое время после считывания в счетчик вновь вводится число $-N_0$ и он подготавливается к следующему циклу работы.

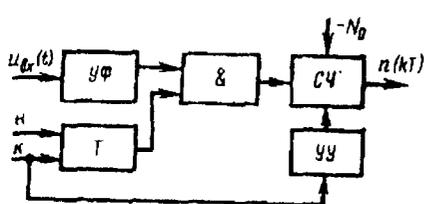


Рис. 15.7. Цифровой частотный дискриминатор:
 УФ – устройство формирования;
 & – логический элемент «И»;
 Т – триггер; СЧ – счетчик;
 УУ – устройство управления

В процессе преобразования в число n разность частот $\Delta F = F_c - F_0$ квантуется. Шаг квантования по частоте δf_k определяется изменением частоты F_c , при котором число N , а следовательно, и число n увеличиваются на единицу. Положим, что на частоте $F_c = F_1$ величина

$$N = N_1 = F_1 T_{\text{и}}. \quad (15.5)$$

Число N примет значение $N_1 + 1$ на частоте $F_c = F_2$, удовлетворяющей соотношению

$$N_1 + 1 = F_2 T_{\text{и}}. \quad (15.6)$$

Из (15.5), (15.6) следует, что шаг квантования по частоте в дискриминаторе равен

$$\delta f_k = F_2 - F_1 = 1/T_{\text{и}}. \quad (15.7)$$

Статистические эквиваленты цифровых дискриминаторов.

При составлении эквивалентов цифровых дискриминаторов в предыдущих разделах данного параграфа не учитывалось, что сигнал поступает на вход дискриминатора в смеси с шумом. Нахождение статистических эквивалентов дискриминаторов, учитывающих наличие шума, – более сложная задача. Определим статистические эквиваленты некоторых описанных в данном параграфе цифровых дискриминаторов.

С учетом действия шумов входное напряжение цифрового фазового детектора с аналого-цифровым преобразованием мгновенных значений входного сигнала, выполняемым в контуре регулирования, запишем следующим образом:

$$u_{\text{вх}}(t) = U_c \sin[\omega_0 t + \varphi_c(t)] + u_{\text{ш}}(t), \quad (15.8)$$

где $U_{\text{ш}}(t)$, $\varphi_{\text{ш}}(t)$ – флюктуирующие во времени амплитуда и фаза шума $u_{\text{ш}}(t)$.

Значения напряжения $u_{\text{вх}}(t)$ в моменты t_k выполнения аналого-цифрового преобразования, как следует из (15.8), равны $u_{\text{вх}}(t_k) = U_c \sin[\varphi_c(t_k) - \varphi_0(t_k)] + U_{\text{ш}}(t_k) \sin[\varphi_{\text{ш}}(t_k) - \varphi_0(t_k)]$.

Это напряжение совпадает в моменты времени t_k с напряжением на выходе аналогового фазового детектора при условии, что на входы этого детектора поступают процесс (15.8) и опорное напряжение

$$u_{\text{оп}}(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0),$$

а величина $\alpha U_0 = 2$.

Статистический эквивалент рассматриваемого цифрового фазового детектора -- рис. 15.8.

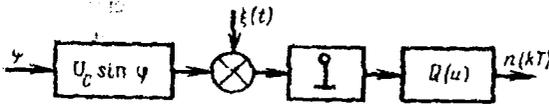


Рис. 15.8.

Эквивалент цифрового фазового детектора

В его состав входят статистический эквивалент аналогового фазового детектора, состоящий из нелинейного преобразователя $U_c \sin \varphi$ и источника флюктуационного шума $\xi(t)$, а также дискретный элемент, замыкающийся в моменты времени t_k , и нелинейное звено с характеристикой $Q(u)$, отображающей проводимое в АЦП квантование по уровню.

Цифровой фазовый детектор, изображенный на рис. 15.3, можно рассматривать как АЦП с квантованием значений входного сигнала на два уровня. Статистический эквивалент такого фазового детектора совпадает с рис. 15.8. Функция $Q(u)$ имеет при этом релейный характер и описывается выражением

$$Q(u) = \text{sign} u = \begin{cases} 1 & \text{при } u > 0, \\ -1 & \text{при } u < 0. \end{cases} \quad (15.9)$$

Более сложным получается статистический эквивалент цифрового фазового детектора (рис. 15.5) с проводимым вне контура регулирования аналого-цифровым преобразованием квадратурных компонентов входного сигнала. При большом числе уровней квантования в АЦП, когда возникающие в них ошибки квантования можно не учитывать, статистический эквивалент этого детектора существенно упрощается.

Положим, что в рассматриваемом устройстве (рис. 15.5) перемножение входного сигнала $u_{\text{вх}}(t)$ с вспомогательными колебаниями

$$U_0 \cos \omega_0 t \text{ и } U_0 \sin \omega_0 t$$

осуществляется в аналоговых фазовых детекторах -- [1, (3.1)]

$$u_d(t) = \alpha u_{вх}(t) u_{оп}(t),$$

где α – коэффициент пропорциональности.

Примем $\alpha U_0 = 2$. Величины шагов квантования в АЦП квадратурных компонентов входного и опорного сигналов обозначим ΔU_1 и ΔU_2 соответственно. Коэффициенты передачи указанных АЦП при этом равны $1/\Delta U_1$ и $1/\Delta U_2$. Инерционность фильтров ФНЧ обычно выбирают так, чтобы на их входах квадратурные компоненты сигнала воспроизводились без искажений.

При перечисленных условиях статистический эквивалент обсуждаемого цифрового детектора имеет вид, показанный на рис. 15.9.

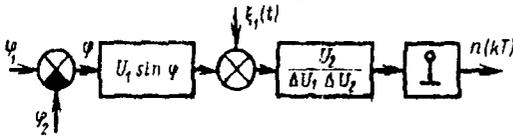


Рис. 15.9.
Статистический эквивалент цифрового детектора

Нелинейная функция $U_1 \sin \varphi$ соответствует в нем дискриминационной характеристике аналогового фазового детектора (3.1). Флюктуационный процесс $\xi_1(t)$ – результат прохождения флюктуационного выходного напряжения $\xi(t)$ аналогового фазового детектора через ФНЧ с операторным коэффициентом передачи $K_{фнч}(p)$, входящий в состав цифрового фазового детектора. Поэтому $\xi_1(t) = K_{фнч}(p) \xi(t)$. Дискретный элемент, включенный на выходе эквивалента, замыкается в моменты проведения аналого-цифровых преобразований.

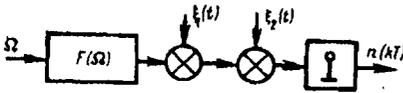


Рис. 15.10. Статистический эквивалент цифрового частотного дискриминатора

Статистический эквивалент цифрового частотного дискриминатора получается сравнительно несложным, если число уровней квантования в АЦП велико, а частота дискретизации значительно превышает верхнюю частоту спектра процесса $u_{вх}(t)$ – рис. 15.6. Без учета накопителя он состоит (рис. 15.10) из эквивалента аналогового частотного дискриминатора, дополненного дискретным элементом и источником

напряжения $\xi_2(t)$. Напряжение $\xi_2(t)$ учитывает возникающие в квадратичных преобразователях составляющие выходного напряжения с частотами, близкими к удвоенной несущей частоте ω_0 . Напомним, что в аналоговом частотном дискриминаторе эти составляющие подавляются: в фильтрах, образующих нагрузку его амплитудных детекторов. В цифровом частотном дискриминаторе такие фильтры отсутствуют, и процесс $\xi_2(t)$ необходимо включать в эквивалент дискриминатора.

16. ЦИФРОВЫЕ ФИЛЬТРЫ

Цифровой фильтр в составе цифровой следящей системы преобразует последовательность чисел, поступающую с выхода дискриминатора в другую, «сглаженную» последовательность чисел, которая используется для управления цифровым генератором опорного сигнала. Как отмечалось ранее, цифровой фильтр часто является линейным дискретным устройством и так же, как и обсуждавшиеся в лк. 13 дискретные системы, описывается дискретной передаточной функцией $K_{цф}(z)$, комплексным коэффициентом передачи $K_d(j\omega)$, разностным уравнением или операторным коэффициентом передачи $K_{цф}(p)$.

Синтез передаточной функции цифрового фильтра. Провести синтез цифрового фильтра, т. е. найти требуемую передаточную функцию $K_{цф}(z)$, можно различными способами. Учитывая большой опыт построения аналоговых (непрерывных) фильтров, передаточную функцию $K_{цф}(z)$ цифрового фильтра часто находят путем дискретизации аналогового фильтра-прототипа, удовлетворяющего заданным техническим требованиям.

Существуют разные способы перехода от операторного коэффициента передачи или дифференциального уравнения аналогового фильтра-прототипа к передаточной функции $K_{цф}(z)$ или разностному уравнению эквивалентного цифрового фильтра. Весьма часто для этой цели используется следующий метод. Непрерывный фильтр-прототип (Φ) преобразуется в дискретную систему путем включения на его входе импульсного элемента и формирующего фильтра ($\Phi\Phi$). Передаточная функция $K_{цф}(z)$ синтезируемого цифрового фильтра принимается равной передаточной функции образованной таким способом дискретной системы, которая описывается выражением

$$K_{цф}(z) = Z \{K_{\Phi\Phi}(s) K_{\Phi}(s)\}, \quad (16.1)$$

где $K_{\Phi}(s)$, $K_{\Phi\Phi}(s)$ —передаточные функции аналогового фильтра-прототипа и формирующего фильтра соответственно.

Формирующий фильтр включают в систему для того, чтобы сделать

процессы на выходах исходного аналогового фильтра и заменяющего его цифрового фильтра, возможно более близкими. В простейшем случае, позволяющем обеспечить совпадение размерностей указанных процессов, принимают $K_{\text{фф}}(s) = T$. Тогда

$$K_{\text{цф}}(z) = K(z) = T Z \{K_{\text{фф}}(s)\}, \quad (16.2)$$

При использовании формирующего фильтра с передаточной функцией

$$K_{\text{фф}}(s) = (1 - e^{-sT})/s,$$

являющегося экстраполятором нулевого порядка, передаточная функция цифрового фильтра определяется выражением

$$K_{\text{цф}}(z) = \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{K_{\text{фф}}(s)}{s} \right\}. \quad (16.3)$$

16.1. Реализация цифровых фильтров

Цифровые фильтры следящих систем реализуют либо на ЦВМ, либо с помощью отдельных цифровых устройств. При построении таких фильтров используют прямую, каноническую, последовательную или параллельную формы. Прямая форма построения цифрового фильтра [1, рис. 16.23] вытекает непосредственно из описывающего его разностного уравнения

$$n_1(kT) = \sum_{i=0}^N a_i n(kT - iT) - \sum_{i=1}^N b_i n(kT - iT), \quad (16.4)$$

в котором $n(kT)$, $n_1(kT)$ – последовательности чисел на входе и выходе цифрового фильтра.

Формирование смещенных по времени последовательностей входных и выходных чисел осуществляется в фильтре с помощью элементов временной задержки на время T . Полученные таким образом последовательности чисел умножаются далее на коэффициенты a_i , b_i и суммируются. При описанной форме построения фильтра для создания необходимых временных сдвигов входного и выходного процессов используются отдельные элементы временной задержки.

При канонической форме построения цифровых фильтров [8, 20] удается объединить ряд этих элементов и сократить тем самым их общее число.

Реверсивный счетчик без сброса накапливает поступающие на его вход положительные и отрицательные числа. Цифровой эквивалент интегратора описывается разностным уравнением

$$n_1(kT) = n(kT - iT) + n(kT),$$

где $n(kT)$, $n_1(kT)$ – последовательности чисел на входе и выходе счетчика.

Используя оператор c временного сдвига на время T , уравнение (16.5) можно записать в виде

$$n_1(kT) = cn_1(kT) + n(kT)$$

или

$$n_1(kT) = \frac{1}{1-c} n(kT) = K(c) n(kT). \quad (16.6)$$

Из (16.6) следует, что операторный коэффициент передачи реверсивного счетчика без сброса равен

$$K(c) = \frac{1}{1-c}. \quad (16.7)$$

Его передаточная функция описывается выражением

$$K(c) = K(c) \Big|_{c=z^{-1}} = \frac{z}{z-1}.$$

Реверсивный счетчик с периодическим сбросом суммирует в течение времени накопления T_n числа, поступающие на его вход с периодом T , после чего проводится считывание накопленного результата и обнуление счетчика. За время T_n на вход счетчика поступает r чисел, где $r = T_n/T$. Для получения математического описаний реверсивный счетчик с периодическим сбросом удобно представить как последовательное соединение счетчика с конечным временем памяти, равным rT , числа на выходе которого формируются с периодом T , и дискретного элемента с периодом коммутации, равным T_n . Последовательность чисел на выходе счетчика с конечной памятью, каждое из которых равно сумме входных чисел за r предшествующих периодов, описывается разностным уравнением

$$n_c(kT) = \sum_{i=0}^N n(kT - iT), \quad k = 0, 1, 2, \dots, \quad (16.8)$$

где $n(kT)$ — последовательность входных чисел.

Используя оператор c временного сдвига на время T и формулу для суммы r членов геометрической прогрессии, представим уравнение (16.8) в виде

$$n_c(kT) = K(c)n(kT), \quad (16.9)$$

где $K(c) = \frac{1-c^r}{1-c}$.

С учетом полученного описания счетчика с конечной памятью эквивалент счетчика с периодическим сбросом представляется в виде, показанном на рис. 16.1. Период замыкания дискретного элемента, входящего в эквивалент, равен T_n .

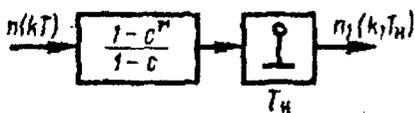


Рис. 16.1.
Эквивалент счетчика

Для того чтобы построить цифровой фильтр с необходимым операторным коэффициентом передачи, можно использовать некоторую комбинацию описанных счетчиков. Пример такого построения цифрового фильтра обсуждается в [1, § 16.5] при рассмотрении цифровой системы фазовой автоподстройки частоты.

16.2. Цифровые синтезаторы опорного сигнала

Построение цифровых генераторов опорного сигнала зависит от параметра радиосигнала, за которым ведется слежение, а также от выполнения аналого-цифрового преобразования внутри или вне контура следящей системы. При аналого-цифровом преобразовании вне контура следящей системы опорный сигнал вырабатывается таким генератором в цифровой форме. Если аналого-цифровое преобразование осуществляется в контуре регулирования системы, то на выходе цифрового генератора формируется непрерывный процесс. Управляющее воздействие на вход генератора в обоих случаях поступает с выхода цифрового фильтра системы в виде кода.

В системах частотной и фазовой автоподстройки с АЦП в контуре регулирования используются цифровые генераторы опорного сигнала, формирующие колебания с частотой

$$f_r = f_0 + n_1 \Delta f, \quad (16.10)$$

где f_0 — центральная частота; Δf — шаг дискретизации частоты; n_1 — управляющее число, поступающее с выхода цифрового фильтра системы.

Такие генераторы называют *цифровыми синтезаторами частоты*. Простейший цифровой синтезатор частоты может быть выполнен в виде преобразователя код—напряжение и управляемого по частоте генератора. Однако в таком варианте синтезатора при большом требуемом диапазоне перестройки трудно обеспечить высокую стабильность частоты генерируемых колебаний. На практике используются несколько вариантов построения цифровых синтезаторов частоты, в которых удается совместить высокую стабильность частоты и значительный диапазон ее перестройки. К их числу относятся синтезатор на счетчике-делителе, синтезатор с использованием системы ФАП, синтезатор с суммированием импульсных последовательностей и др.

В цифровом синтезаторе частоты с использованием счетчика-

делителя напряжение стабильной эталонной частоты $f_{\text{эт}}$ преобразуется в последовательность коротких импульсов с теми же частотой и фазой, что и исходное колебание, и подается на счетчик-делитель с управляемым коэффициентом деления, равным N_d . Используемый в таком синтезаторе счетчик-делитель является двоичным счетчиком, в который перед началом очередного цикла работы записывается число $-N_d$. После поступления N_d импульсов входного сигнала в счетчике оказывается записанным число нуль. Это состояние счетчика регистрируется дешифратором, который вырабатывает команды на формирование выходного импульса и новое введение в счетчик числа $-N_d$. Затем процесс накопления входных импульсов повторяется. Частота последовательности импульсов, образующейся на выходе счетчика-делителя, в N_d раз меньше, чем частота входной последовательности импульсов;

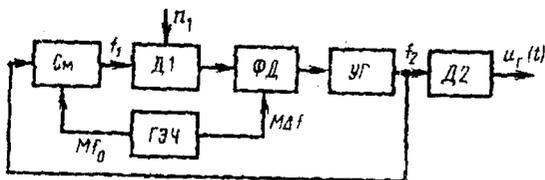
$$f = f_{\text{эт}}/N_d.$$

Сформированная последовательность импульсов преобразуется далее в гармоническое колебание путем расширения импульсов и пропуска их через полосовой фильтр.

Для получения линейной зависимости (16.10) частоты синтезатора от управляющего кода n_1 в состав описанного синтезатора необходимо включить схему пересчета, которая преобразует число n_1 в другое число N_d , вводимое в делитель, а соответствии с вытекающим из (16.10), (16.11) выражением

$$N_d = f_{\text{эт}} / (f_0 + n_1 \Delta f).$$

Определяемое этим соотношением число N_d в общем случае нецелое и при введении в счетчик-делитель округляется. В результате линейная зависимость формируемой частоты f_f от n_1 несколько искажается. Необходимость использования схемы пересчета и возникающие в ней ошибки округления – недостаток данного варианта синтезатора частоты.



ГЭЧ – генератор эталонных частот;
См – смеситель;
УГ – управляемый по частоте генератор;
Д1, Д2 – делители частоты;

Рис. 16.2. Цифровой синтезатор частоты

Схема цифрового синтезатора частоты, построенного на базе системы фазовой автоподстройки частоты с управляемым делителем частоты, показана на рис. 16.2. В этой схеме генератор эталонных частот (ГЭЧ) вырабатывает колебания со стабильными частотами Mf_0 и $M\Delta f$, которые поступают на смеситель (См) и фазовый детектор (ФД).

В систему фазовой автоподстройки входят также управляемый по частоте генератор ($\nu Г$) и делитель частоты ($Д1$) с коэффициентом деления, равным n_1 . В результате работы системы фазовой автоподстройки частота колебаний на выходе делителя $Д1$ поддерживается равной $M\Delta f$. При этом частоты f_1 и f_2 колебаний на выходах смесителя и управляемого генератора устанавливаются равными

$$f_1 = n_1 M \Delta f, f_2 = M f_0 + n_1 M \Delta f = M(f_0 + n_1 \Delta f).$$

Колебания управляемого генератора проходят через делитель частоты $Д2$ с коэффициентом деления M , и преобразуются в выходное напряжение синтезатора с требуемым законом изменения частоты (16.32). Стабильность дискретных значений частоты сформированного напряжения обеспечивается высокой стабильностью не перестраиваемого по частоте эталонного генератора. Изменение частоты f_r достигается путем изменения коэффициента деления n_1 .

В качестве делителей частоты в схеме синтезатора, показанной на рис. 14.2, часто используют описанные ранее счетчики-делители. Выходные напряжения смесителя и управляемого генератора перед подачей их на входы делителей преобразуют при этом в импульсные последовательности. Вводимое в счетчик-делитель $Д1$ с обратным знаком число n_1 формируется на выходе цифрового фильтра системы. Величина коэффициента M в синтезаторе выбирается так, чтобы даже при малом шаге Δf дискретизации частоты формируемых синтезатором колебаний частота $M\Delta f$ опорного колебания, поступающего на фазовый детектор, не была очень низкой. При этом появляется возможность уменьшить инерционность фильтра, входящего в нагрузку фазового детектора, и сократить тем самым длительность переходных процессов в системах ФАП при изменении числа n_1 .

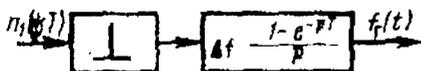


Рис. 16.26.

При анализе работы следящей системы входящий в нее цифровой синтезатор частоты отображается эквивалентом (рис. 16.26), который связывает последовательность управляющих чисел $n_1(kT)$ и частоту $f_r(t)$ формируемого опорного сигнала. В состав эквивалента входят

импульсный элемент, замыкающийся в моменты поступления на вход синтезатора управляющих чисел $n_1(kT)$, и фиксатор с коэффициентом передачи

$$K(p) = \Delta f (1 - e^{-pT}) / p,$$

где Δf — шаг дискретизации по частоте; T — период поступления управляющих чисел.

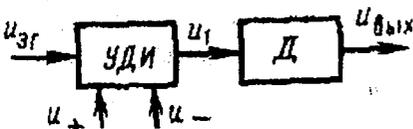


Рис. 16.27.

В цифровых системах ФАП при небольшом диапазоне изменения частоты входного сигнала находят применение генераторы опорного сигнала, основным элементом которых является *цифровой фазовращатель*. Пример такого фазовращателя, выполняющего одновременно операцию дискретного интегрирования управляющего воздействия, — устройство добавления — исключения (УДИ), дополненное счетчиком-делителем (рис. 16.27). На вход этого устройства, процессы в котором поясняются эпюрами, приведенными на рис. 16.28, поступает эталонная последовательность импульсов $u_{ЭГ}(t)$ и импульсы управления двух видов u_+ и u_- . При поступлении управляющего импульса u_+ к эталонной последовательности добавляется один импульс;

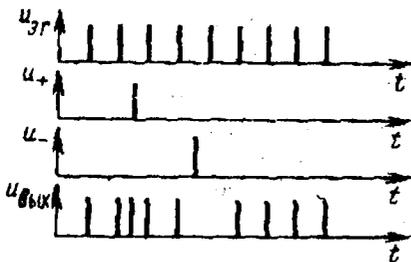


Рис. 16.28.

При поступлении управляющего импульса u_- ближайший по времени импульс эталонной последовательности исключается. Добавление или исключение импульса приводит к сдвигу фазы последовательности импульсов на выходе рассматриваемого устройства на $\pm 360^\circ$. Такой дискрет изменения фазы опорного сигнала слишком крупный для системы ФАП. Поэтому вслед за устройством добавления — исключения ставят счетчик-делитель (Д) с коэффициентом деления n_2 .

17. СИСТЕМЫ РАДИОАВТОМАТИКИ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛОВ И ПОМЕХ

17.1. Задачи и методы поиска сигнала

В радиотехнических следящих системах обычно предусматривается режим поиска сигнала. Необходимость его проведения определяется тем, что в момент включения системы рассогласование $x(t)$ между задающим воздействием (подлежащим отслеживанию) параметром сигнала $\lambda(t)$ и управляемой величиной $y(t)$ может выходить за пределы «раскрыва» характеристики дискриминатора. Следящая система при этом разомкнута и перехода в режим слежения не происходит. Для того чтобы перейти к режиму слежения осуществляется поиск. В процессе поиска проводится приближенная оценка значения параметра $\lambda(t)$ и изменение в соответствии с ней управляемой величины $y(t)$. В результате рассогласование между истинным значением параметра сигнала и величиной $y(t)$ уменьшается настолько, чтобы оно оказалось в пределах раскрыва характеристики дискриминатора и стало возможным переход к режиму слежения.

Заметим, что в системе фазовой автоподстройки частоты раскрыв характеристики фазового детектора охватывает все возможные значения рассогласования по фазе между входным сигналом и колебаниями подстраиваемого генератора. Однако, переход к режиму слежения в этой системе происходит при условии, что первоначальная разность частот подстраиваемого и эталонного генераторов не превышает полосу захвата. Поэтому и в системе ФАП поиск может быть необходим для уменьшения первоначальной разности частот указанных генераторов.

В следящих системах различного типа под действием естественных и организованных помех возможен срыв слежения, вызванный выходом ошибки слежения за пределы раскрыва характеристики дискриминатора. Для восстановления режима слежения прибегают к повторному поиску сигнала.

Многие радиотехнические устройства содержат в своем составе не одну, а несколько следящих систем — по числу отслеживаемых параметров сигнала. Так, составной частью систем слежения по углу может быть, в зависимости от типа принимаемого сигнала (непрерывный сигнал или импульсный), либо система частотной автоподстройки, либо временной авто-селектор. В этом случае может потребоваться поиск по двум параметрам сигнала; углу прихода и частоте (временному положению). В случае применения для пеленгации сигналов сложной формы, позволяющих осуществить совместную селекцию по дальности и

скорости, может быть необходим поиск по трем координатам: дальности, скорости и углу.

Если сигнал принимается на фоне шумов, то проводимая в процессе поиска оценка подлежащего отслеживанию параметра сигнала усложняется. Для успешного получения такой оценки за короткое время может потребоваться большое отношение сигнал/шум. Оно может превосходить отношение сигнал/шум, необходимое для устойчивого слежения, и ограничивать тактико-технические показатели устройства, в состав которого входит данная следающая система. Поэтому совершенствованию устройств поиска сигнала при проектировании обычно уделяют значительное внимание.

Остановимся коротко на характеристике некоторых из существующих методов поиска сигнала в радиотехнических следающих системах. При организации поиска диапазон возможных значений параметра сигнала $\lambda(t)$ разбивается на некоторое число частей (ячеек). Размер каждой из них определяется точностью, с которой должен быть оценен параметр $\lambda(t)$ в процессе поиска. Эта точность зависит от максимального значения рассогласования, которое может быть отработано следающей системой при переходе от поиска к режиму слежения. Выделенные в диапазоне поиска ячейки подвергаются либо параллельному (одновременному), либо последовательному (поочередному) анализу. В результате анализа принимается решение о том, находится ли параметр сигнала в диапазоне поиска, и если находится, то в какой ячейке.

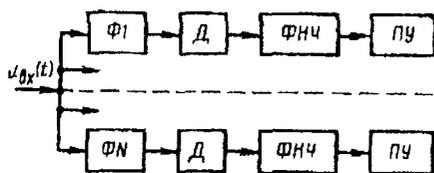


Рис. 17.1. Параллельный анализатор

Φ – узкополосный фильтр;
 $Д$ – детектор; $ФНЧ$ –
 накопитель, выполненный в
 виде интегратора или фильтра
 нижних частот;
 $ПУ$ – пороговое устройство

Используемый для поиска параллельный анализатор – многоканальное устройство. При поиске сигнала по частоте каждый канал этого устройства (рис. 17.1) содержит узкополосный фильтр (Φ), детектор ($Д$), накопитель, выполненный в виде интегратора или фильтра нижних частот ($ФНЧ$), пороговое устройство ($ПУ$). Полоса пропускания узкополосного фильтра равна ширине ячейки диапазона поиска. Центральные частоты этих фильтров смещены по отношению друг к другу и равномерно заполняют диапазон поиска. Напряжения с выходов $ФНЧ$ подаются на пороговые устройства. Превышение порога в одном из каналов анализатора сигнализирует о том, что частота сигнала находится в данной ячейке диапазона поиска. Полученная информация используется

в следящей системе для настройки частоты подстраиваемого генератора в соответствии с номером канала, в котором обнаружен сигнал.

Параллельные анализаторы позволяют провести поиск сигнала за короткое время. Поэтому они получают все более широкое распространение на практике. Некоторые характеристики достоверности решения, принимаемого таким анализатором при поиске сигнала по частоте. В ряде случаев применение параллельных анализаторов ограничивается их сложностью, а также габаритами, массой и стоимостью. В связи с этим находят применение более простые одноканальные системы последовательного осмотра всех ячеек диапазона поиска. Однако время поиска при той же достоверности принятия решения, что и в параллельном анализаторе, получается в них значительно ббьшим.

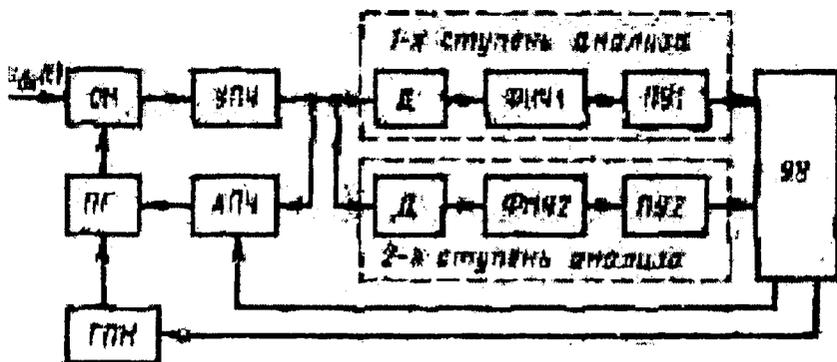


Рис. 17.2. Двухэтапная система поиска частоты сигнала
 ПГ – подстраиваемый гетеродин;
 См – смеситель; ГПН – генератор поискового напряжения

Одним из путей сокращения времени поиска при поочередном осмотре ячеек диапазона поиска является применение многоэтапного обнаружения сигнала. Принцип многоэтапного обнаружения сигнала состоит в следующем. В каждой ячейке диапазона поиска проводится несколько этапов обнаружения. Каждый этап характеризуется своим временем анализа и своим порогом принятия решения. Анализ начинается с первого этапа. Каждый последующий этап проводится только в том случае, если произошло превышение порога на предыдущем этапе. Если такого превышения не было, то принимается решение о том, что сигнал в данной ячейке отсутствует и начинается анализ следующей ячейки. Окончательное решение о наличии сигнала в анализируемой ячейке

принимается, если произошло превышение порога на всех этапах обнаружения. Величины порогов и времен анализа на отдельных этапах могут выбираться оптимальными. Использование оптимального многоэтапного обнаружителя уже при двух-трех этапах позволяет существенно сократить время поиска при сохранении высокой результирующей достоверности обнаружения. Объясняется это возможностью для большинства ячеек, не содержащих сигнал, принять решение о его отсутствии уже на первых этапах анализа и сделать среднюю продолжительность анализа этих ячеек малой.

Пример применения принципа многоэтапного обнаружения — двухэтапная система поиска частоты сигнала с помощью перестраиваемого поискового строга — рис. 17.2. Частота сигнала, преобразованного смесителем (См), лежит в некотором диапазоне $\Delta F_{П}$. Поиск ведется циклическим изменением частоты подстраиваемого гетеродина (ПГ) под действием напряжения, формируемого генератором поискового напряжения (ГПН). При этом достигается эффект последовательного осмотра диапазона возможных значений частоты сигнала узкополосным фильтром УПЧ. Система автоподстройки частоты (АПЧ) во время поиска разомкнута. Время пребывания частоты сигнала в пределах полосы пропускания УПЧ при перестройке гетеродина равно

$$t_A = \Pi / V, \quad (17.1)$$

где Π — полса пропускания УПЧ; V — скорость перестройки частоты гетеродина.

Предварительное решение о наличии сигнала должно быть вынесено за время, не превышающее t_A , иначе частота сигнала успеет выйти за пределы полосы фильтра. Поэтому время t_A естественно принять равным продолжительности анализа на первом этапе обнаружения. Устройство, обнаруживающее наличие сигнала на первом этапе анализа, часто называют индикатором захвата первой ступени. Существуют различные варианты его построения. В схеме на рис.17.2 этот индикатор выполнен в виде последовательно включенных амплитудного детектора (Д), фильтра нижних частот (ФНЧ1) и порогового устройства (ПУ1).

В случае превышения порога на первом этапе обнаружения устройство управления (УУ) останавливает поиск на время t_0 и замыкает кольцо АПЧ, В течение времени t_0 проводится второй, более продолжительный, а следовательно, и более надежный этап обнаружения сигнала. Устройство, проводящее на этом этапе анализ входного напряжения, назовем индикатором захвата второй ступени. В схеме на рис.17.2 индикатор захвата выполнен аналогично индикатору захвата первой ступени и отличается от него параметрами фильтра ФНЧ2 и уровнем порога. В том случае, когда срабатывание индикатора захвата

первой ступени вызвано попаданием в полосу УПЧ сигнала и индикатор второй ступени подтверждает его наличие, принимается окончательное решение о присутствии сигнала на анализируемом участке диапазона поиска.

При поиске сигнала на фоне шумов возможны ошибочные решения индикаторов захвата, увеличивающие время поиска, под которым понимается интервал от начала поиска до его успешного завершения. При пропуске сигнала на первом или втором этапе обнаружения осмотр диапазона поиска повторяется. Повторение происходит до того момента, когда произойдет правильное обнаружение сигнала. Таким образом, платой за пропуск сигнала индикаторами захвата первой или второй ступени является время, равное продолжительности дополнительного осмотра диапазона поиска.

Ложные тревоги, т.е. ошибочные решения о наличии сигнала, принимаемые на первом и втором этапах обнаружения при отсутствии сигнала, также увеличивают время поиска. В случае ложной тревоги на первом этапе обнаружения поиск останавливается на время t_0 , а затем в случае правильного решения об отсутствии сигнала, принятого индикатором захвата второй ступени, возобновляется в прежнем направлении. Время t_0 – плата за ложную тревогу на первом этапе обнаружения.

Если в отсутствие сигнала происходит срабатывание индикатора захвата второй ступени, то система ошибочно переводится в режим слежения. Однако через некоторое время принятия решения $t_{пр}$ отсутствие сигнала будет обнаружено индикатором захвата второй ступени или отдельным индикатором, контролирующим наличие сигнала в режиме слежения, и поиск возобновится. Время $t_{пр}$ – плата за ложную тревогу на втором этапе обнаружения. Отметим, что время анализа t_0 на втором этапе обнаружения выбирается, как правило, значительным. Поэтому ошибки индикатора захвата второй ступени оказываются маловероятными и в первом приближении их можно не учитывать.

В описанной системе возможны ложные остановки поиска и пропуска сигнала, поэтому время поиска в ней – случайная величина. Среднее значение времени поиска в системе с двухэтапным обнаружением значительно меньше, чем в одноэтапной системе, которая каждую ячейку диапазона поиска анализирует в течение времени t_0 .

Многоэтапная процедура может применяться также при поиске сигнала по другим параметрам: временному положению, углу прихода. Вопросы оценки эффективности процедур поиска, построения индикаторов захвата и определения их характеристик излагаются в последующих параграфах данной главы на примере системы поиска сигнала по частоте. Однако значительная часть полученных при этом

результатов справедлива и в случае поиска сигнала по другим параметрам.

17.2. Показатели качества работы двухэтапной поисковой системы

Время t_{Π} поиска сигнала при действии шумов — случайная величина. Поэтому наиболее полной характеристикой качества поисковой процедуры в следящих системах является закон распределения времени поиска $P(t)$, т.е. вероятность того, что время не превышает величину t . Если допустимое время поиска фиксировано и равно T_{Π} , то достаточно полной оценкой успешного исхода поиска может служить вероятность $P(T_{\Pi})$ нахождения и захвата сигнала за это время.

Во многих случаях поисковую процедуру можно характеризовать средним временем поиска \bar{t}_{Π} , связанным с плотностью вероятности времени поиска $w(t) = dP(t)/dt$ соотношением

$$\bar{t}_{\Pi} = \int_0^{\infty} t w(t) dt \quad (17.2)$$

Найдем среднее время поиска, описанной в § 17.1 поисковой системы (рис. 17.2) с двухэтапным обнаружением сигнала. Положим для простоты, что время t_0 анализа на втором этапе обнаружения велико и ошибки в работе индикатора захвата второй ступени отсутствуют. Для расчета времени поиска удобно принять дискретную модель поисковой процедуры. В соответствии с ней весь диапазон ΔF_{Π} поиска сигнала по частоте разбивается на N ячеек, причем ширина каждой из них равна полосе Π пропускания УПЧ, т.е.

$$N = \Delta F_{\Pi} / \Pi.$$

Поисковый строб перемещается скачком из одной ячейки в другую. Осмотр начинается с края диапазона поиска. Время анализа каждой ячейки на первом этапе обнаружения равно t_A . Если в действительности поиск сигнала ведется путем непрерывного изменения частоты гетеродина, то время t_A при дискретном представлении поисковой процедуры определяется соотношением (17.1).

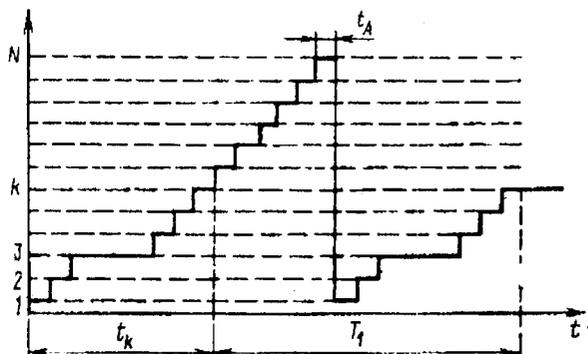


Рис. 17.3.
Возможная
реализация
изменения
частоты
гетеродина

Положим сначала, что сигнал находится в ячейке с номером k . На рис. 17.3 показана одна из возможных реализации изменения частоты гетеродина в системе. В общем случае поиск заканчивается после нескольких проходов диапазона поиска. Изображенная реализация соответствует обнаружению и захвату сигнала на втором проходе. Время поиска t_{nk} сигнала, находящегося в k -й ячейке, можно записать в виде

$$t_{nk} = t_k + T_n, \quad (17.3)$$

где t_k – время осмотра первых k ячеек диапазона поиска; T_n – время поиска, затрачиваемое на n дополнительных проходов диапазона поиска.

Согласно (17.3) среднее время \bar{t}_k поиска сигнала, расположенного в k -й ячейке, равно

$$\bar{t}_{nk} = \bar{t}_k + \bar{T}_n. \quad (17.4)$$

где \bar{t}_k, \bar{T}_n – усредненные величины t_k и T_n .

Время t_k складывается из времени анализа $k - 1$ пустых ячеек и времени t_A , затрачиваемого до замыкания следящей системы в ячейке с сигналом:

$$t_k = \sum_{j=1}^{k-1} \tau_j + t_A, \quad (17.5)$$

где τ_j – время анализа j -й ячейки при отсутствии в ней сигнала.

Время τ_j – случайная величина. Если ложная тревога в данной ячейке не возникает, то $\tau_j = t_A$. Вероятность такого события равна $1 - P_{ЛГ}$, где $P_{ЛГ}$ – вероятность ложной тревоги в пустой ячейке. В случае ложной тревоги время анализа ячейки увеличивается и становится равным

$t_A + t_0$. В результате среднее значение времени \bar{t}_j определяется следующим образом:

$$\bar{t}_j = P_{JT}(t_A + t_0) + (1 - P_{JT})t_A = t_A + P_{JT}t_0. \quad (17.6)$$

Среднее значение времени t_k на основании (17.5) и (17.6) записывается в виде

$$\bar{t}_{nk} = (k-1)\bar{t}_j + t_A.$$

Число и длительность дополнительных проходов, вызванных пропуском сигнала, также случайные величины. В силу независимости случайного числа дополнительных проходов и их длительности среднее значение \bar{T}_n определяется как произведение среднего числа дополнительных проходов \bar{n} на среднюю длительность одного прохода \bar{T}_1 :

$$\bar{T}_n = \bar{n}\bar{T}_1. \quad (17.8)$$

Если время одного осмотра диапазона поиска превышает время корреляции амплитудных флюктуаций сигнала, то попытки обнаружить сигнал на каждом проходе являются независимыми случайными событиями. Вероятность того, что в процессе поиска потребуется выполнить ровно n дополнительных проходов, при этом равна

$$P_k = P_{П0}(1 - P_{П0})^n. \quad (17.9)$$

где $P_{П0}$ – вероятность правильного обнаружения сигнала первой ступенью индикатора.

Величина \bar{n} согласно (17.9) определяется соотношением

$$\bar{n} = \sum_{n=1}^{\infty} nP_{П0}(1 - P_{П0})^n. \quad (17.10)$$

Средняя продолжительность одного дополнительного прохода складывается из средних временных затрат на анализ $N-1$ пустых ячеек и времени t_A пребывания в ячейке с сигналом:

$$\bar{T}_1 = \bar{t}_j(N-1) + t_A. \quad (17.11)$$

Для нахождения среднего времени \bar{t}_{nk} поиска сигнала, находящегося в k -й ячейке, остается подставить в (12,4) последовательно (17.7), (17.8), (17.10) и (17.11). В результате получим

$$\bar{t}_{nk} = t_A + (k-1)\bar{t}_j + [t_A + (N-1)\bar{t}_j](1 - P_{П0})/P_{П0}. \quad (17.12)$$

Среднее время \bar{t}_n поиска сигнала, найденное в результате усредне-

ния выражения (17.12) по всем возможным значениям частоты сигнала, которые равномерно распределены в диапазоне поиска, при $N \gg 1$ равно

$$\bar{t}_n = N(t_A + P_{лл} t_0) \frac{2 - P_{лл0}}{2P_{лл0}}. \quad (17.13)$$

Дисперсия времени поиска σ_i^2 для рассматриваемой поисковой процедуры, как показывает анализ, приближенно равна квадрату среднего времени поиска

$$\sigma_i^2 \approx \bar{t}_n^2. \quad (17.14)$$

Закон распределения времени поиска при этом можно аппроксимировать экспоненциальным распределением

$$P(t) = 1 - \exp(-t/\bar{t}_n), \quad (17.15)$$

для которого равенство (17.14) выполняется точно.

Погрешности соотношения (17.14) и аппроксимации (17.15) малы в области значений вероятности правильного обнаружения $P_{лл0} \leq 0,7$, характерных для обсуждаемой циклической поисковой процедуры при медленно флюктуирующем сигнале.

При фиксированном времени поиска T_n вероятность успешного обнаружения сигнала $P(T_n)$ монотонно зависит, как видно из (17.15), от среднего времени поиска. Поэтому значения параметров системы (времен анализа, величин порогов на отдельных этапах обнаружения), минимизирующие среднее время поиска, одновременно обеспечивают максимум вероятности $P(T_n)$ обнаружения сигнала за время T_n . Это свойство позволяет использовать при оптимизации параметров поисковой системы более простой критерий минимума среднего времени поиска.

17.3. Индикаторы захвата и их характеристики

Качество работы многоэтапной поисковой системы существенно зависит от характеристик индикатора захвата. При заданном отношении сигнал-шум и выбранных временах анализа работа индикатора на i -м этапе оценивается вероятностями $P_{ллi}$ и $P_{лл0i}$ ложной тревоги и правильного обнаружения соответственно. В системе поиска с двухэтапным обнаружением при безошибочной работе индикатора захвата второй ступени среднее время поиска, как видно из (17.13), зависит от вероятностей $P_{лл}$ и $P_{лл0}$, характеризующих индикатор захвата первой ступени. Возможны различные варианты построения этого индикатора. Для оценки достоинств того или иного варианта удобно

сопоставлять его характеристики с характеристиками идеального индикатора, которые зависят от выбранной модели сигнала. Если положить, что частота сигнала принимает в диапазоне поиска постоянные во времени дискретные значения, отстоящие друг от друга на величину Π , и учесть амплитудные флюктуации сигнала, то задача анализа каждой ячейки диапазона поиска сведется к обнаружению сигнала с известной частотой, случайной амплитудой и фазой. Характеристики идеального индикатора (оптимального обнаружителя) такого сигнала при медленных по сравнению с t_A амплитудных флюктуаций сигнала описываются [2] соотношением

$$P_{\text{ЛТ}} = P_{\text{ПО}}^{1+E_{\text{ср}}/N_0},$$

где $q^2 = P_{\text{с ср}}/P_{\text{ш}}$ — отношение средней мощности сигнала к мощности шума в полосе УПЧ; N_0 — спектральная плотность шума; $E_{\text{ср}} = P_{\text{с ср}}t_A$ — средняя энергия импульса сигнала, возникающего на выходе УПЧ при поиске; $\theta_{\text{АН}} = \Pi t_A$ — нормированное время анализа на первом этапе обнаружения.

В действительности распределение частоты сигнала в диапазоне поиска непрерывно. Поэтому при анализе отдельной ячейки диапазона частота сигнала неизвестна. Число элементов разрешения по частоте, укладываемое в пределах ячейки шириной Π , равно $\theta_{\text{АН}} = \Pi t_A$. Неопределенность частоты сигнала приводит к ухудшению характеристик идеального индикатора. В случае, когда $P_{\text{ЛТ}} \ll 1$, они принимают вид

$$P_{\text{ЛТ}} = \theta_{\text{АН}} P_{\text{ПО}}^{1+q^2\theta_{\text{АН}}}. \quad (17.17)$$

Реализация идеального или близких к нему индикаторов захвата первой ступени требует проведения фильтрации сигнала до детектора. Однако на этом пути возникают определенные трудности. Поэтому часто от него отказываются и проводят последетекторную фильтрацию сигнала. Один из возможных вариантов индикатора такого типа состоит из подключенных к выходу УПЧ амплитудного детектора, оптимального линейного фильтра и порогового устройства. Индикатор работает следующим образом. При попадании частоты сигнала в процессе поиска в полосу УПЧ на выходе амплитудного детектора возникает импульс $u(t)$. Оптимальный линейный фильтр выделяет этот импульс на фоне шумов, обеспечивая получение максимального отношения сигнал-шум в момент окончания импульса $u(t)$. Заметим, что оптимальные линейные фильтры, обеспечивающие максимум отношения сигнал-шум в некоторый момент времени, часто называют фильтрами, согласованными с сигналом. В данном случае фильтр согласован с импульсом $u(t)$. С выхода фильтра напряжение подается на пороговое устройство. В случае превышения

порога принимается решение о наличии сигнала. В упрощенном варианте индикатора оптимальный линейный фильтр заменен квазиоптимальным фильтром нижних частот – рис. 17.2.

Возможен иной вариант индикатора, использующий вместо амплитудного детектора подключенный к выходу УПЧ частотный дискриминатор. Так как при поиске форма импульсов $u(t)$ на выходах амплитудного детектора и частотного дискриминатора получается разной, то при переходе к данному варианту индикатора коэффициент передачи входящего в него оптимального фильтра изменяется. Возможно также построение индикаторов других типов, например, фазового дискриминатора.

Характеристики обнаружения различных вариантов индикаторов при заданном отношении сигнал-шум зависят от ряда факторов: времени анализа, стабильности уровня шума на выходе УПЧ, метода нормировки смеси сигнала и шума по амплитуде в тракте УПЧ. Найдем сначала характеристики индикатора амплитудного типа при использовании для нормировки инерционной системы АРУ. Положим, что амплитудный детектор индикатора квадратичный. Частотную характеристику УПЧ примем прямоугольной с полосой пропускания, равной Π . Так как за время анализа t_A система АРУ не успевает изменить коэффициент усиления УПЧ, амплитуда видеоимпульса, возникающего на выходе амплитудного детектора при попадании сигнала в полосу УПЧ, равна $U = kP_C$, где k — коэффициент передачи детектора; P_C — мощность сигнала. Спектральная плотность шума $S(0)$ на выходе этого детектора [1, гл. 3] равна

$$S(0) = k^2(P_{\text{ш}}^2 + P_C P_{\text{ш}}) / \Pi, \quad (17.18)$$

где $P_{\text{ш}}$ — мощность шума в полосе УПЧ.

Величина спектральной плотности $S(0)$ при отсутствии сигнала определяется выражением

$$S(0) = k^2 P_{\text{ш}}^2 / \Pi, \quad (17.19)$$

вытекающим из (17.18) при $P_C = 0$.

Так как полоса пропускания квазиоптимального ФНЧ согласована с длительностью сигнала, то за время t_A на выходе фильтра возникает примерно один независимый шумовой выброс. Вероятности превышения порога за время t_A при этом приближенно можно найти по одномерной плотности вероятности напряжения на выходе фильтра.

Напряжение $u_{\text{ф}}(t)$ на выходе ФНЧ при $\Pi \cdot t_A \gg 1$ имеет нормальный закон распределения. Поэтому вероятность ложной тревоги $P_{\text{ЛТ}}$ и вероятность правильного обнаружения $P_{\text{ПО}}$, найденные по одномерной

плотности напряжения $u_{\Phi}(t)$, определяются выражениями

$$P_{\text{ПО}} = 0,5 + \Phi \left[\frac{U_M / \sigma - \beta_{\text{П}}}{\sigma_{\text{СШ}} / \sigma} \right], \quad (17.20)$$

$$P_{\text{ЛТ}} = 0,5 - \Phi(\beta_{\text{П}}), \quad (17.21)$$

где $\Phi(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^y e^{-x^2/2} dx$; U_M — максимальное напряжение на выходе ФНЧ, создаваемое импульсом $u(t)$; $\beta_{\text{П}} = U_{\text{ПОР}}/\sigma$ — нормированный порог; $U_{\text{ПОР}}$ — напряжение срабатывания порогового устройства; σ^2 — дисперсия шума на выходе ФНЧ при отсутствии сигнала; $\sigma_{\text{СШ}}^2$ — дисперсия шума на выходе ФНЧ при действии сигнала и шума.

Если фильтр ФНЧ имеет комплексный коэффициент передачи

$$K(j\omega) = 1/(1 + j\omega T_{\Phi}),$$

то отношение U_M/σ определяется выражением

$$\frac{U_M}{\sigma} = \sqrt{2} \frac{P_C}{P_{\text{Ш}}} \sqrt{\Pi t_A} \frac{1 - e^{-t_A/T_{\Phi}}}{\sqrt{t_A/T_{\Phi}}}.$$

При оптимально выбранной величине T_{Φ} это отношение равно

$$\frac{U_M}{\sigma} = 0,87 \sqrt{\Pi t_A} \frac{P_C}{P_{\text{Ш}}}. \quad (17.22)$$

Входящее в (17.20) отношение $\sigma_{\text{СШ}}/\sigma$ в соответствии с (17.18), (17.19) равно

$$\sigma_{\text{СШ}}/\sigma = \sqrt{1 + P_C / P_{\text{Ш}}}. \quad (17.23)$$

Соотношения (17.20), (17.22), (17.23) позволяют найти вероятности $P_{\text{ЛТ}}$ и $P_{\text{ПО}}$ для нефлюктуирующего сигнала при различных отношениях сигнал-шум, скоростях поиска, полосах пропускания УПЧ. Можно показать, что при нормировке инерционной системой АРУ характеристики индикатора, содержащего частотный дискриминатор и квазиоптимальных линейный фильтр, близки к характеристикам проанализированного индикатора амплитудного типа.

Нормировка смеси сигнал-шум в тракте УПЧ может осуществляться устройством фильтр — ограничитель — фильтр с равными полосами пропускания фильтров. Анализ, аналогичный выполненному ранее, показывает, что вероятности $P_{\text{ЛТ}}$ и $P_{\text{ПО}}$ для индикатора с частотным дискриминатором в данном случае определяются формулами (17.20), в которых

$$\frac{U_M}{\sigma} = 0,87 \sqrt{\Pi t_A} \frac{q_0^2}{1 + q_0^2}, \quad (17.24)$$

$$\sigma_{\text{ШН}}/\sigma = \sqrt{1 + q_0^2}. \quad (17.25)$$

Величина q_0^2 -- отношение сигнал-шум по мощности на выходе ограничителя. Для приближенных расчетов можно принять $\sigma_{\text{ШН}}^2 = P_c/P_{\text{Ш}}$. Расчет по формулам (17.24), (17.25) показывает, что при описанной нормировке ограничителем характеристики индикатора с частотным дискриминатором хуже, чем при нормировке инерционной системой АРУ. Особенно существенно это ухудшение оказывается при малых вероятностях ложной тревоги и малых временах анализа. Объясняется это следующим образом. При использовании инерционной АРУ нормировка смеси сигнал + шум за время t_A срабатывания индикатора не успевает произойти. Поэтому напряжение U_M , создаваемое сигналом на входе порогового устройства, получается значительным. Нормировка ограничителем безынерционная. Вследствие нормирующего действия ограничителя напряжение U_M , вызванное появлением сигнала, получается в этом случае меньшим. Сказанное наглядно подтверждается сопоставлением формул (17.22) и (17.24). Снижение величины U_M при нормировке ограничителем и приводит к ухудшению характеристик индикатора.

Так как в устройстве фильтр --- ограничитель -- фильтр с равными полосами пропускания фильтров стабилизируется суммарная мощность сигнала и шума на его выходе, индикатор амплитудного типа при использовании такого устройства нормировки имеет очень плохие характеристики. Улучшить их можно путем увеличения отношения Π_1/Π полос пропускания входного и выходного фильтров устройства. При $\Pi_1/\Pi \geq 10$ характеристики индикатора амплитудного типа становятся близкими к получаемым при нормировке инерционной системой АРУ.

Характеристики обнаружения рассмотренных индикаторов захвата для медленно флюктуирующего по амплитуде сигнала могут быть найдены усреднением зависимостей (17.20) по всем возможным значениям амплитуды сигнала.

Знание характеристик обнаружения позволяет рассчитать время поиска и провести оптимизацию таких параметров поисковой системы, как скорость поиска, порог срабатывания индикатора, число этапов обнаружения.

Из рисунка 17.2 видно, что структура индикатора захвата амплитудного типа совпадает со структурой одного канала параллельного

анализатора – рис. 17.1. Поэтому характеристики обнаружения этого индикатора могут быть использованы для оценки достоверности работы системы поиска, использующей параллельный анализатор. Правильное определение частоты сигнала, находящегося в k -й ячейке, происходит в ней, если порог превышен только в одном k -м канале. Вероятность $P_{\text{ПР}}$ этого события

$$P_{\text{ПР}} = P_{\text{ПО}}(1 - P_{\text{ЛТ}})^{M-1},$$

где вероятности правильного обнаружения $P_{\text{ПО}}$ и ложной тревоги $P_{\text{ЛТ}}$ определяются формулами (17.20), (17.21).

18. ПОСТРОЕНИЕ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ ПРИ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ УСЛОВИЙ ИХ РАБОТЫ

В ряде практических применений характеристики задающего воздействия, амплитуда сигнала и соотношение сигнал-шум на входе системы существенно изменяются в процессе ее работы. Так, в радиолокационных системах слежения за координатами подвижного объекта амплитуда сигнала и соотношение сигнал-шум изменяются на несколько порядков в зависимости от расстояния до объекта. Статистические характеристики задающего воздействия зависят от того, движется ли объект равномерно и прямолинейно или маневрирует. Изменение в широких пределах характеристик задающего воздействия, амплитуды сигнала и уровня шумов создает априорную, т. е. существующую до начала работы системы, неопределенность условий ее работы. Это затрудняет оптимизацию параметров и структуры системы.

Минимаксные системы. Существуют различные подходы к построению следящих систем при неполной информации об условиях их работы. Один из них состоит в том, чтобы оптимизировать параметры и структуру системы для наиболее трудных условий, когда интенсивность задающего воздействия наибольшая, а соотношение сигнал-шум на входе системы минимальное. При таком подходе путем оптимизации системы достигается минимум ошибок слежения для тех условий работы, при которых они максимальны. Поэтому его называют минимаксным. Построенные на его основе минимаксные системы при более благоприятных условиях оказываются неоптимальными. Но это может быть приемлемым, так как сами ошибки при более легких условиях работы уменьшаются.

Минимаксный подход прост, он позволяет ограничить величину максимальных ошибок слежения, и поэтому получил значительное распространение на практике. Однако с учетом растущих требований к

точности слежения он может оказаться недостаточным, так как не обеспечивает минимизацию ошибок для всех условий работы системы.

Инвариантные системы. Еще один способ преодолеть неопределенность условий работы следящей системы состоит в построении системы, инвариантной (нечувствительной) к изменению этих условий. Примером таких систем может служить система ФАП с нормировкой входного сигнала ограничителем. При отсутствии шумов она инвариантна к амплитуде входного сигнала.

Обеспечить инвариантность к задающему воздействию радиотехнической следящей системы, установленной на подвижном объекте, можно путем комплексирования ее с автономным измерителем этого воздействия.

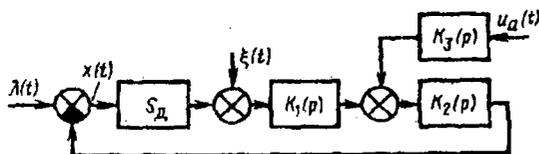


Рис. 18.1.

Комплексная
следящая система

На рис. 18.1 показана структурная схема комплексной следящей системы, в которой выходное напряжение $u_a(t)$ автономного измерителя (например, датчика ускорения или скорости движения объекта) вводится в контур радиотехнической следящей системы через звено с операторным коэффициентом передачи $K_3(p)$. Напряжение $u_a(t)$ связано с задающим воздействием $\lambda(t)$ соотношением

$$u_a(t) = H(p) \lambda(t) + n_a(t),$$

где $n_a(t)$ – погрешность автономного измерителя; $H(p)$ – линейный оператор. При автономном измерении первой производной задающего воздействия $H(p) = kp$, где $p \equiv d/dt$, k – коэффициент пропорциональности. При измерении второй производной воздействия $\lambda(t)$ оператор $H(p) = p^2$.

Процесс $y(t)$ на выходе комплексной системы (рис. 18.1) описывается выражением [1, (12.26)].

Помехи, приведенные к входам радиотехнической следящей системы и автономного измерителя, равны

$$n_1(t) = \xi(t)/S_d, \quad n_2(t) = n_a(t)/H(p).$$

Если операторы $\Phi_1(p)$ и $\Phi_2(p)$ удовлетворяют условию.

$$\Phi_1(p) + \Phi_2(p) = 1, \quad (18.1)$$

то ошибка слежения $x(t) = \lambda(t) - y(t)$ не зависит от задающего

воздействия $\lambda(t)$ и, следовательно, система инвариантна по отношению к $\lambda(t)$. Условие (18.214) можно записать также в виде

$$K_2(p) K_3(p) H(p) = 1. \quad (18.2)$$

Для обеспечения условия инвариантности (18.25) можно варьировать точку ввода информации от автономного измерителя в контур следящей системы и вид оператора $K_3(p)$. Положим, например, что

$$K_1(p) = k_1, K_2(p) = k_{н2}(1 + pT_1)/p^2, H(p) = kp^2.$$

В этом случае условие (18.2) выполняется, если

$$K_3(p) = 1/H(p)K_2(p).$$

При выполнении условия инвариантности дисперсия ошибки слежения в рассматриваемой системе определяется выражением

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{2\pi} \int [S_{n1}(\omega) |\Phi_1(j\omega)|^2 + S_{n2}(\omega) |1 - \Phi_1(j\omega)|^2] d\omega, \quad (18.3)$$

где $S_{n1}(\omega)$, $S_{n2}(\omega)$ — спектральные плотности помех $n_1(t)$ и $n_2(t)$.

Величину σ_x^2 можно уменьшить путем оптимизации коэффициента передачи $\Phi_1(p)$. Чтобы свести задачу синтеза оптимального коэффициента передачи $\Phi_1(p)$ к рассмотренным в лк.12 [1, гл. 8], представим выражение (18.1) с учетом (18.2) в виде

$$y(t) = \lambda(t) + n_2(t) + \Phi_1(p)[n_1(t) - n_2(t)]. \quad (18.4)$$

Соотношению (18.4) соответствует структурная схема на рис. 18.5.

Выходной процесс $y(t)$ воспроизводит задающее воздействие $\lambda(t)$ с тем меньшей ошибкой, чем ближе процесс

$$n_3(t) = \Phi_1(p)[n_1(t) - n_2(t)]$$

к процессу $-n_2(t)$. Если $n_3(t) = -n_2(t)$, то при суммировании процессов $\lambda(t) + n_2(t)$ и $n_3(t)$ происходит полная компенсация помехи $n_2(t)$ и $y(t) = \lambda(t)$.

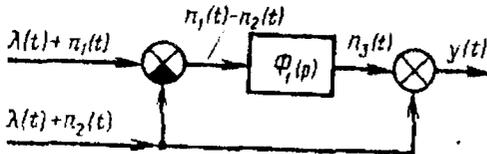


Рис. 18.2. Структурная схема — формула (18.4)

Фильтр с коэффициентом передачи $\Phi_1(p)$ в рассматриваемой системе выделяет процесс $-n_2(t)$ с минимальной ошибкой из аддитивной смеси $n_1(t) - n_2(t)$. Оптимальный комплексный коэффициент передачи такого фильтра определяется соотношением [1, (8.34)] при замене в нем $\Phi(j\omega)$

на $\Phi_1(j\omega)$, $S_{\lambda}(\omega)$ на $S_{n_2}(\omega)$ и $S_n(\omega)$ на $S_{n_1}(\omega)$. При использовании оптимального фильтра дисперсия σ_x^2 тем меньше, чем меньше перекрываются спектры помех $n_1(t)$ и $n_2(t)$.

В рассмотренной инвариантной системе динамические ошибки, вызванные искажением задающего воздействия при его прохождении через систему, отсутствуют. Оценивая это положительное свойство инвариантных систем, необходимо иметь в виду следующее. При известных статистических характеристиках задающего воздействия и помех можно методом пространства состояний, рассмотренным в лк.12 [1, гл. 8], синтезировать оптимальную комплексную систему, осуществляющую совместную фильтрацию процессов $\lambda(t) + n_1(t)$ и $\lambda(t) + n_2(t)$. К такой системе не предъявляется дополнительное требование инвариантности, поэтому дисперсия ошибки фильтрации получается в ней меньше, чем в инвариантной системе. Следовательно, платой за инвариантность следящей системы по отношению к $\lambda(t)$ является увеличение в ней дисперсии ошибки слежения при известных характеристиках воздействия $\lambda(t)$. Это возрастание ошибок в инвариантной системе проявляется тем сильнее, чем больше уровень помех $n_1(t)$, $n_2(t)$ и чем ближе их статистические характеристики. При совпадении спектральных плотностей помех $n_1(t)$ и $n_2(t)$ в инвариантной системе оптимальные комплексные коэффициенты передачи $\Phi_1(j\omega) = \Phi_2(j\omega) = 0.5$ и фильтрация помех оказывается слабой. Из (18.3) следует, что дисперсия ошибки слежения при этом равна

$$\sigma_x^2 = \frac{\sigma_{n_1}^2}{2} = \frac{\sigma_{n_2}^2}{2},$$

где $\sigma_{n_1}^2$, $\sigma_{n_2}^2$ --- дисперсии помех $n_1(t)$ и $n_2(t)$.

Если характеристики воздействия $\lambda(t)$ изменяются, то система, синтезированная при фиксированных характеристиках воздействия $\lambda(t)$, становится неоптимальной. Ошибки в ней могут оказаться большими, чем в инвариантной системе, где они не зависят от $\lambda(t)$. В практических задачах при решении вопроса о том, какой системе: инвариантной или оптимальной, синтезированной при фиксированных характеристиках процесса $\lambda(t)$, следует отдать предпочтение, необходимо учитывать уровень помех $n_1(t)$ и $n_2(t)$ вид их спектральных плотностей, возможное изменение характеристик задающего воздействия $\lambda(t)$. Заметим, что инвариантные по отношению к $\lambda(t)$ системы, так же как и минимаксные, не являются оптимальными по точности при всех возможных характерис-

тиках воздействия $\lambda(t)$.

Адаптивные системы. В адаптивных (приспосабливающихся) системах априорная неопределенность характеристик сигналов и помех преодолевается путем оценивания их в процессе работы системы и использования полученной информации для оптимизации системы. При адаптации может определяться тип задающего воздействия или помех, действующих на систему, и проводится соответствующее изменение ее структуры. В ряде случаев неопределенность характеристик воздействий и помех сводится к неопределенности некоторых их параметров, например, дисперсии задающего воздействия, ширины его спектра или величины спектральной плотности $S_{\xi}(0)$ шума на выходе дискриминатора. В процессе адаптации при этом проводится оценка указанных параметров. Сформированные оценки используются для оптимизации параметров системы: полосы ее пропускания, коэффициента передачи по контуру регулирования и др.

Существуют различные методы синтеза адаптивных систем. Ряд методов, предназначенных для синтеза систем, адаптирующихся к неопределенности статистических характеристик задающего воздействия, использует результаты теории оптимальной нелинейной фильтрации. Одним из них является метод, получивший название негуссова скользящего адаптивного приема.

Поясним его и некоторые особенности адаптивных следящих систем на конкретном примере. В примерах 8.1 и 8.2 [1, гл.8] проведен синтез оптимального фильтра в контуре следящей системы в предположении, что спектральная плотность задающего воздействия $\lambda(t)$ известна и равна

Если дисперсия σ_{λ}^2 и ширина спектра воздействия $\lambda(t)$,

характеризуемая параметром μ , неизвестны, то задача синтеза фильтра, минимизирующего дисперсию ошибки слежения, усложняется. Положим, что неизвестной является ширина спектра воздействия $\lambda(t)$.

Формирование процесса $\lambda(t)$ можно описать при этом уравнением

$$d\lambda/dt = -\mu\lambda(t) + \mu x(t), \quad (18.5)$$

где μ — неизвестный параметр; $x(t)$ — формирующий белый шум со спектральной плотностью $s_x(0) = N_x/2$. Если неизвестный параметр μ постоянен во времени, то

$$d\mu/dt = 0. \quad (18.6)$$

Наблюдаемый процесс $u_{вх}(t) = r(t)$, так же как и в примере 8.2, описывается выражением (8.89). Поставим задачу получения в результате

обработки процесса $r(t)$ оптимальной оценки μ_0 неизвестного параметра μ . образуем для этого вектор $x(t)$ с компонентами $x_1(t) = \lambda(t)$ и $x_2(t) = \mu(t)$. Запишем уравнение для апостериорной плотности вероятности $\omega(\lambda, \mu)$

$$\begin{aligned} \frac{d\omega(\lambda, \mu)}{dt} = & \frac{\partial}{\partial \lambda} [\mu \lambda \omega(\lambda, \mu)] + \frac{1}{4} \frac{\partial^2}{\partial \lambda^2} \mu^2 N_x \omega(\lambda, \mu) + \\ & + \left[Q(\lambda) - \int_{-\infty}^{\infty} Q(\lambda) \omega(\lambda, \mu) d\lambda d\mu \right] \omega(\lambda, \mu) \end{aligned} \quad (18.7)$$

где $Q(\lambda) = -[r(t) - \lambda(t)]^2 / N_0$. (18.8)

Рассмотрим условную апостериорную плотность вероятности $\omega(\lambda | \mu)$ и запишем для нее уравнение, аналогичное (18.7):

$$\begin{aligned} \frac{d\omega(\lambda | \mu)}{dt} = & \frac{\partial}{\partial \lambda} [\mu \lambda \omega(\lambda | \mu)] + \frac{1}{4} \frac{\partial^2}{\partial \lambda^2} \mu^2 N_x \omega(\lambda | \mu) + \\ & + \left[Q(\lambda) - \int_{-\infty}^{\infty} Q(\lambda) \omega(\lambda | \mu) d\lambda \right] \omega(\lambda | \mu) \end{aligned} \quad (18.9)$$

Плотности вероятности $\omega(\lambda, \mu)$ и $\omega(\lambda | \mu)$ связаны соотношением

$$\omega(\lambda, \mu) = \omega(\lambda | \mu) \omega(\mu). \quad (18.10)$$

Подставляя (18.10) в (18.5) и учитывая (18.9), получаем уравнение

$$\frac{d\omega(\lambda)}{dt} = \left[\int_{-\infty}^{\infty} Q(\lambda) \omega(\lambda | \mu) d\lambda - \int_{-\infty}^{\infty} Q(\lambda) \omega(\lambda, \mu) d\lambda d\mu \right] \omega(\lambda). \quad (18.11)$$

Аппроксимируем плотность вероятности $\omega(\lambda | \mu)$ гауссовской зависимостью

$$\omega(\lambda | \mu) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D_\lambda(\mu)}} \exp\left[-(\lambda - \lambda_0) / 2D_\lambda(\mu)\right], \quad (18.12)$$

где λ_0 - оценка λ , равная $\lambda_0 = \int_{-\infty}^{\infty} \lambda \omega(\lambda | \mu) d\lambda$; $D_\lambda(\mu)$ - дисперсия ошибки при оценке λ зависящая от величины μ . Подстановка (12.10) и (12.11) в (12.12)

позволяет записать уравнения оптимальной в гауссовом приближении

системы фильтрации процесса $\lambda(t)$ при фиксированном значении μ :

$$\frac{d\lambda_0}{dt} = -\mu\lambda_0 + D_\lambda \frac{2}{N_0} [r(t) - \lambda_0(t)], \quad (18.13)$$

$$\frac{dD_\lambda}{dt} = \mu^2 \frac{N_x}{2} - 2\mu D_\lambda - \frac{2D_\lambda^2}{N_0}. \quad (18.14)$$

Получим также уравнение для $\omega(\mu)$

$$d\omega(\mu)/d\mu = \omega(\mu)f(\mu) \quad (18.15)$$

где

$$f(\mu) = \frac{2}{N_0} \left\{ \lambda_0(t)r(t) - \frac{1}{2}\lambda_0^2(t) - \frac{1}{2}D_\lambda(\mu) - c_2 \right\} \quad (18.16)$$

c_2 - постоянная, не зависящая от μ .

Аппроксимируем распределение $\omega(\mu)$ гауссовским:

$$\omega(\mu) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D_\mu}} \exp \left[-\frac{(\mu - \mu_0)^2}{2D_\mu} \right] \quad (18.17)$$

Заметим, что совместная плотность вероятности $\omega(\lambda, \mu)$ при аппроксимациях является негауссовской, так как дисперсия $D_\lambda(\mu)$

зависит от величины μ .

Разложим функцию $f(\mu)$ в ряд

$$f(\mu) = f(\mu_0) + \frac{\partial f}{\partial \mu} \Big|_{\mu=\mu_0} (\mu - \mu_0) + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial \mu^2} \Big|_{\mu=\mu_0} (\mu - \mu_0)^2 \quad (18.18)$$

Подставляя (18.9) и (18.10) в (18.8), приравнявая коэффициенты при одинаковых степенях разности $\mu - \mu_0$ и учитывая (18.7), получаем следующие уравнения для оценки μ_0 и D_μ :

$$\frac{d\mu_0}{dt} = D_\mu \frac{2}{N_0} \left\{ \frac{d\lambda_0}{d\mu} [r(t) - \lambda_0(t)] - \frac{1}{2} \frac{dD_\lambda}{d\mu} \right\} \quad (18.19)$$

$$\frac{dD_\mu}{d\mu} = D_\mu^2 \frac{2}{N_0} \left\{ \frac{d^2\lambda_0}{d\mu^2} [r(t) - \lambda_0(t)] - \left(\frac{d\lambda_0}{d\mu} \right)^2 - \frac{1}{2} \frac{d^2D_\lambda}{d\mu^2} \right\} \quad (18.20)$$

Входящие в (18.19), (18.20) производные $\frac{d\lambda_0}{d\mu}$, $\frac{d^2\lambda_0}{d\mu^2}$, $\frac{dD\lambda}{d\mu}$ и $\frac{d^2D\lambda}{d\mu^2}$ должны вычисляться, как следует из (18.18), в точке $\mu = \mu_0$. Моделирование показало, что производные $\frac{d^2\lambda_0}{d\mu^2}$ и $\frac{d^2D\lambda}{d\mu^2}$ не влияют существенно на свойства синтезируемого фильтра и их можно не учитывать. Уравнения для производных $\frac{d\lambda_0}{d\mu}$ и $\frac{dD\lambda}{d\mu}$ образуются путем дифференцирования по μ , уравнений (18.11) и (18.12).

$$i \frac{d\lambda_0}{dt \, d\mu} = -\lambda_0 - \mu_0 \frac{d\lambda_0}{d\mu} - \frac{2}{N_0} D\lambda \frac{d\lambda_0}{d\mu} + \frac{2}{N_0} \frac{dD\lambda}{d\mu} [\lambda(t) - \lambda(t)] \quad (18.21)$$

$$\frac{d}{dt} \frac{dD\lambda}{d\mu} = \mu_0 N_x - \frac{4}{N_0} D\lambda \frac{dD\lambda}{d\mu} - 2\mu_0 \frac{dD\lambda}{d\mu} - 2D\lambda \quad (18.22)$$

Для получения замкнутой системы уравнений теперь следует в (18.12), (18.13) принять $\mu = \mu_0$. В результате получим

$$\frac{d\lambda_0}{dt} = -\mu_0 \lambda_0 + D\lambda \frac{2}{N_0} [\lambda(t) - \lambda_0(t)] \quad (18.23)$$

$$\frac{dD\lambda}{dt} = \frac{\mu_0^2 N_x}{2} - 2\mu_0 D\lambda - \frac{2D\lambda^2}{N_0} \quad (18.24)$$

Выведенная система уравнений (18.19)—(18.24) описывает систему адаптивной фильтрации процесса $\lambda(t)$ с неизвестной шириной спектра. Эта система состоит из двух блоков. Первый из них, описываемый уравнениями (18.23), (18.24), соответствует обычной системе фильтрации, рассчитанной на выделение процесса $\lambda(t)$ с параметром $\mu = \mu_0$. Второй блок, описываемый уравнениями (18.16)—(18.20), формирует оценку μ_0 неизвестного параметра μ . Адаптивная система фильтрации получается, конечно, более сложной, чем неадаптивная.

Адаптивная система фильтрации может работать успешно только в том случае, когда формируемая в процессе адаптации оценка неизвестного параметра сходится к его истинному значению. Необходимо поэтому проверить, обладает ли синтезированный алгоритм адаптивной фильтрации этим свойством. В системе, описываемой уравнениями (18.17) — (18.24), оценка μ_0 сходится к истинному значению μ .

Сходимость этого алгоритма нарушается, если, приняв гауссовскую аппроксимацию совместной плотности вероятности $\omega(\lambda, \mu)$, не учитывать зависимость дисперсии D_λ от μ и положить $dD_\lambda/d\mu = 0$.

Важная характеристика адаптивных систем – время, по истечении которого разность между оценкой и истинным значением неизвестного параметра становится малой. Если статистические свойства воздействия быстро изменяются во времени, то требуется малое время адаптации.

Выигрыш в точности слежения при переходе к адаптивной системе зависит от того, насколько существенно изменяются характеристики задающего воздействия, сигнала и помех. Так как адаптивные системы более сложные, использование их целесообразно в тех случаях, когда указанные характеристики изменяются в широких пределах, а требования к точности фильтрации высокие.

Литература

1. Телугин И.В. Радиоуправление. – М.: Радио и связь, 2005.
2. Васин В.А., Калмыков В.В., Себекин Ю.Н. и др. Радиосистемы передачи информации. М.: «Горячая линия - Телеком». 2005.
3. Первачев С.В. Радиоавтоматика. – М.: Радио и связь, 1982.
4. Гуткин Л.С. Теория оптимальных методов радиоприема при флюктуационных помехах. – М.: Сов. радио, 1972.
5. Цифровые системы фазовой синхронизации / Под. ред. М. И. Жодзишского. – М.: Сов. радио, 1980.
6. Гуткин Л.С., Пестряков В.Б., Типугин В.Н. Радиоуправление. – М.: Сов. радио, 1970.
7. Балакай В.Г. и др. Интегральные схемы аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей. – М.: Энергия, 1978.
8. Тузов Г.И. Выделение и обработка информации в доплеровских системах. – М.: Сов. радио, 1967.
9. Кантор Л.Я. и др. Помехоустойчивость приема ЧМ сигналов. – М.: Связь, 1977.
10. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Сов. радио, 1977.
11. Шахгильдян В.В. и др. Системы фазовой автоподстройки частоты. – М.: Связь, 1972.
12. Линдсей В. Системы синхронизации в связи и управлении. – М.: Сов. радио, 1978.
13. Фомин Н.Н. и др. Радиоприемные устройства. – М.: Радио и связь, 1996.
14. Тузов Г.И. Статистическая теория приема сложных сигналов. – М.: Сов. радио, 1977.

15. Леонов А.И., Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация. – М.: Сов. радио, 1970.
16. Джеймс Х., Никольс Н., Филипс Р. Теория следящих механизмов. – М.: Иностранная литература, 1953.
17. Мишкин Э., Браун Л. Приспосабливающиеся автоматические системы. – М.: Иностранная литература, 1963.
18. Ланцош К. Практические методы прикладного анализа. – М.: Физматгиз, 1961.
19. Бакалай В.Г., Крюк И.П., Лукьянов Л.М. Интегральные схемы АЦП и ЦАП. – М.: Энергия, 1978.
20. Лихарев В.А. Цифровые методы и устройства в радиолокации. – М.: Сов. радио, 1973.
21. Теоретические основы радиолокации / Под ред. В.Е.Дулевича. – М.: Сов. радио, 1978.
22. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1978.
23. Губернаторов О.И., Соколов Ю.Н. Цифровые синтезаторы частот радиотехнических систем. – М.: Энергия, 1973.
24. Системы фазовой автоподстройки / Под ред. В.В.Шахгильдяна. – М.: Связь, 1973.
25. Первачев С.В. и др. Статистическая динамика радиотехнических следящих систем. – М.: Сов. радио, 1973.
26. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляция. Т.1. – М.: Сов. радио, 1972.
27. Сейдж Э., Мелс Дж. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении. – М.: Связь, 1976.
28. Гуткин Л.С. Принципы радиоправления беспилотными объектами. – М.: Сов. радио, 1959.

СОДЕРЖАНИЕ

1. Принципы построения систем радиоавтоматики	4
2. Элементы систем радиоавтоматики	9
3. Системы частотной автоподстройки	20
4. Системы фазовой автоподстройки	26
5. Частотные дискриминаторы	34
6. Детерминированный анализ автоподстройки частоты	46
7. Режимы автоподстройки частоты	57
8. Угломерные следящие системы	70
9. Системы слежения за временным положением импульсов	76
10. Автоматическая регулировка усиления	82
11. Устойчивость линейных систем радиоавтоматики	89
12. Синтез систем радиоавтоматики методом пространства состояний	97
13. Дискретные системы автоматики	104
14. Цифровые системы радиоавтоматики	114
15. Цифровые фазовые детекторы	121
16. Цифровые фильтры	128
17. Системы радиоавтоматики в условиях априорной неопределенности характеристик сигналов и помех	135
18. Построение следящих систем при априорной неопределенности условий работы	148
Литература	156

Редактор: Ахметжанова Г.

Подписано к печати 06.10.2010 г. Формат 60x84 1/16.
Объем 18,6 п.л. Тираж 50 экз. Заказ № 450.

Отпечатано в типографии ТГТУ. г.Ташкент,
ул.Талабалар 54. тел: 246-63-84.

