### МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

#### Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования

#### СЕВЕРО-ЗАПАДНЫЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ЗАОЧНЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

О.Л.Соколов, О.С.Голод, А.Б.Войцеховский

### **РАДИОАВТОМАТИКА**

Утверждено редакционно-издательским советом университета в качестве письменных лекций УДК 621.396: 537.81

Соколов О.Л., Голод О.С., Войцеховский А.Б. Радиоавтоматика: Письменные лекции .- СПб.: СЗТУ, 2003 .- 72 с.

Рассматриваются основные вопросы теории автоматического управления; типовые входные сигналы, типовые динамические звенья и основные характеристики систем радиоавтоматики; основные виды аналоговых, импульсных и цифровых систем радиоавтоматики.

Письменные лекции разработаны на основе Государственных образовательных стандартов высшего профессионального образования по направлению подготовки дипломированных специалистов 654200 (специальность 200700-радиотехника) и направлению подготовки бакалавров 552500 (специальность 200700-радиотехника).

Рассмотрено на заседании кафедры радиотехники 9 декабря 2002 г.

Одобрено методической комиссией факультета радиоэлектроники 21 января 2003 г.

Рецензенты: кафедра радиотехники СЗТУ (заведующий кафедрой Г.И.Худяков, д-р техн. наук, проф.); В.Н.Жемчугов, канд. техн. наук, доц. С-Петербургского государственного университета телекоммуникаций.

© Северо-Западный государственный заочный технический университет, 2003

#### Введение

"Радиоавтоматика" является базовой дисциплиной, посвященной изучению принципов построения, методов анализа и синтеза автоматических радиотехнических систем и устройств.

"Радиоавтоматика" является прикладной дисциплиной, базирующейся на общей теории автоматического регулирования и управления.

Автоматическое управление любым техническим процессом предусматривает создание системы, состоящей из объекта управления и связанного с ним управляющего устройства. Такая система должна быть способной выполнять свои функции с требуемой точностью, несмотря на ее инерционные свойства и действия всевозможных помех.

Первыми техническими устройствами, в которых использовались автоматические регуляторы, были часовые механизмы. В 1675 году Н.Гюйгенс встроил в часы маятниковый регулятор хода. Бурное развитие автоматических регуляторов началось с изобретением паровой машины. В 1765 г. русский механик И.И.Ползунов изобрел регулятор питания котла паровой машины, автоматически поддерживающий заданный уровень воды в котле. Им же впервые был предложен и принцип регулирования по отклонению. В 1784 г. английский механик Дж.Уатт изобрел центробежный регулятор скорости паровой машины. В 1808 г. французский механик Ж. Жоккар изобрел первое программное устройство управления по перфокарте ткацким станком для воспроизведения заданных узоров.

Автоматические регуляторы Ползунова, Уатта, Жоккара открыли путь потоку изобретений регуляторов и принципов регулирования.

Основы научного подхода к проектированию автоматических регуляторов были заложены трудами английского ученого Дж.Максвелла (1866 г., "О регуляторах") и русского ученого И.А.Вышнеградского (1876 г., "Об общей теории регуляторов").

Максвелл и Вышнеградский осуществили системный подход к проблеме, рассмотрев регулятор и машину как единую динамическую систему, совершили переход к исследованию малых колебаний в системе, линеаризовав сложные дифференциальные уравнения. Это позволило дать общий методологический подход к исследованию самых разнообразных по принципу действия и конструкции систем, заложить основы теории устойчивости и установить ряд важных закономерностей регулирования по принципу обратной связи.

Крупный вклад в теорию автоматического регулирования внесли работы великого русского ученого Н.Е.Жуковского (1909 г., "Теория регулирования хода машин") и труды русского математика А.А.Ляпунова, исследовавшего устойчивость автоматических систем, описываемых нелинейными дифференциальными уравнениями.

Четкое понимание того, что работа любых автоматических устройств, независимо от их физической природы, основана на общих принципах и может быть рассмотрена с единых позиций, пришло в 40-е годы двадцатого столетия. В это время сформировалась автоматика как самостоятельная научная дисциплина (советские ученые -А.Н. Колмогоров, Н.А. Крылов, Н.Н. Боголюбов, А.В. Михайлов, Л.С. Понтрягин и др.)

В настоящее время развитие автоматики идет по пути разработки и широкого внедрения цифровых методов, устройств и систем, использующих цифровую технику и ЭВМ.

#### 1. Основные понятия и определения

Совокупность устройств, обеспечивающих автоматический процесс управления, называется автоматической системой.

Основными элементами автоматической системы являются объект управления и управляющее устройство.

Любая автоматическая система является информационной системой, поскольку внутри ее циркулируют потоки информации.

Носителями информации являются сигналы.

Информацией называется любая совокупность сведений, первичным источником которых является опыт.

Различают начальную и рабочую информацию. Начальная (априорная) информация - это совокупность сведений о процессе управления, необходимых для построения и функционирования системы управления. Рабочая информация - это совокупность сведений о состоянии процесса, используемая в процессе управления.

Работа любой системы радиоавтоматики происходит в условиях действия различных помех. Помехи вносят дезинформирующие действия в процесс управления.

Управлением называется любое действие, основанное на использовании информации и вносящее желаемое изменение в процесс, подлежащий управлению.

Регулирование - это частный случай управления, при котором желаемое состояние объекта управления обеспечивается путем стабилизации одной или нескольких физических величин относительно заданных значений.

Большинство современных систем радиоавтоматики строится на основе использования принципа регулирования по отклонению. Данный принцип предусматривает отрицательную обратную связь выхода системы с ее входом. В результате этого система получается замкнутой. На схеме (рис.1.1) на элемент сравнения (ЭС) через задатчик (3) поступает входное управляющее воздействие x(t). От датчика (Д) поступает сигнал обратной связи y(t). Назначение задатчика (З) и датчика (Д) - преобразование сигналов x(t) и y(t) в форму

электрических напряжений. В некоторых системах радиоавтоматики 3 и Д могут отсутствовать.

На выходе элемента сравнения (ЭС) образуется сигнал ошибки  $\varepsilon(t)$ , который усиливается в усилителе (У). Выходной сигнал усилителя (У) воздействует на исполнительный элемент (ИЭ), который в свою очередь воздействует на объект управления (ОУ) так, чтобы все время сводить сигнал ошибки к минимуму.

Кроме входного управляющего воздействия x(t), на систему радиоавтоматики действуют различные возмущения  $z_1(t)$ ,  $z_2(t)$ , ...,  $z_n(t)$ .

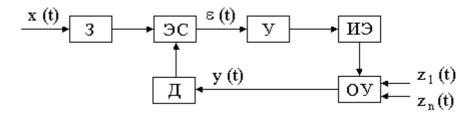


Рис.1.1. Схема системы, работающей на основе принципа регулирования по отклонению

Помимо указанных элементов, в систему радиоавтоматики могут входить корректирующие элементы (КЭ), необходимые для придания системе требуемых качественных показателей при надлежащем запасе устойчивости.

Система является устойчивой, если, выведенная из состояния равновесия каким-либо возмущением, возвращается в исходное состояние после устранения этого возмущения.

Наряду с принципом регулирования по отклонению, в ряде случаев в системах радиоавтоматики применяется принцип регулирования по возмущению, сущность которого сводится к компенсации возмущения. Этот принцип реализуется в разомкнутых системах. Достоинством принципа регулирования по возмущению является простота реализации. Недостаток этого принципа отсутствие контроля выходной величины y(t), исключающее ее воздействие на объект управления (регулирования).

В ряде случаев применяют комбинированные системы радиоавтоматики, сочетающие оба принципа регулирования.

#### Контрольные вопросы

- 1. Какие элементы автоматической системы являются основными?
- 2. В чем заключается отличие принципа регулирования по отклонению от принципа регулирования по возмущению?
- 3. Для чего предназначены в автоматической системе элементы, называемые датчиком и задатчиком?

- 4. В чем заключается назначение в автоматической системе корректирующих элементов?
  - 5. Какая автоматическая система считается устойчивой?

#### 2. Классификация систем радиоавтоматики

В связи с большим разнообразием систем радиоавтоматики их классифицируют по целому ряду признаков. К таким признакам относятся: принцип регулирования, вид сигнала ошибки, вид статических характеристик и т.д.

- 1) По принципу регулирования системы радиоавтоматики (РА) разделяют на замкнутые системы, в которых реализуется принцип регулирования по отклонению, и разомкнутые системы, в которых реализуется принцип регулирования по возмущению.
- 2) По виду сигнала ошибки системы РА разделяют на непрерывные, в которых сигнал ошибки представляет собой непрерывную функцию времени, что обусловлено аналоговой формой входного воздействия х (t), и дискретные, в которых сигнал ошибки имеет прерывистый характер во времени, что обусловлено естественной или искусственной дискретизацией во времени входного воздействия.
- 3) По виду статических характеристик системы РА разделяют на линейные, в которых зависимость выходного процесса от входного воздействия является линейной, и нелинейные, в которых эта зависимость описывается нелинейной функцией из-за того, что один или несколько звеньев системы имеют нелинейную статическую характеристику.
- 4) По характеру начальной информации системы РА разделяют на обыкновенные ( с полной начальной информацией) и кибернетические ( с неполной начальной информацией).
- 5) В свою очередь обыкновенные системы разделяют в зависимости от вида входного воздействия :
  - на стабилизирующие системы, в которых входное воздействие представляет собой постоянную величину;
  - системы программного регулирования, в которых входное воздействие изменяется по заданной программе;
  - следящие системы, в которых входное воздействие изменяется произвольно.
    - 6) Кибернетические системы РА разделяют:
  - на адаптивные, в которых структура и способ функционирования изменяются целенаправленно для обеспечения оптимального функционирования объекта:
  - игровые, в которых процесс управления рассматривается как игра двух и более сторон.

#### 3. Типовые системы радиоавтоматики

На практике наиболее часто используются следующие типы систем РА:

- 1) Системы автоматического определения направления на источник радиоволн (системы АСН). Широко используются в радиолокации, радионавигации, радиоуправлении. Предназначены для измерения угловых координат движущихся объектов и слежения за их пространственным положением.
- 2) Системы автоматического слежения за частотой и фазой радиосигнала ( системы АПЧ и ФАП). Системы АПЧ применяются в радиоприемных устройствах с целью поддержания постоянной промежуточной частоты сигнала и в качестве демодуляторов частотно-модулированных колебаний; используются для стабилизации частоты генерируемых колебаний и в качестве узкополосных перестраиваемых по частоте фильтров. Системы ФАП используются для тех же целей, что и АПЧ, но отличаются тем, что обеспечивают подстройку не только по частоте, но и по фазе колебаний, т.е. являются более чувствительными и точными системами.
- 3) Системы автоматического слежения за временным положением одиночных или групповых радио- и видеоимпульсов (системы АСД). Широко применяются в радиолокации и радионавигации для измерения дальности до выбранной цели и слежения за ее радиальными перемещениями в пространстве. Осуществляют пространственно-временную селекцию по дальности нескольких объектов.
- 4) Системы автоматической регулировки усиления (системы АРУ). Широко применяются в радиоприемных устройствах различных видов для стабилизации уровня сигнала на выходе усилителей при большом динамическом диапазоне входного сигнала.

#### Контрольные вопросы

- 1. По каким признакам классифицируют системы радиоавтоматики?
- 2. Чем отличается разомкнутая система автоматического регулирования от замкнутой системы ?
- 3. Какие типы систем радиоавтоматики наиболее часто используются и в чем заключаются отличия между ними?

#### 4. Математическое описание автоматических систем

Любая система радиоавтоматики (PA) состоит из ряда элементов (звеньев). Для каждого элемента характерна связь между его входом и выходом. Эта связь выражается дифференциальным уравнением. Система PA в целом описывается системой дифференциальных уравнений.

### 4.1. Составление дифференциального уравнения элемента автоматической системы

Конкретный вид дифференциального уравнения зависит от физической природы и свойств элемента.

Рассмотрим в качестве примера инерционную RC- цепь (рис.4.1):

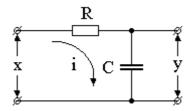


Рис.4.1. Схема инерционного звена

Здесь 
$$x = iR + y$$
 ;  $i = \frac{dQ}{dt} = C\frac{dy}{dt}$  ; отсюда  $x = RC\frac{dy}{dt} + y$  .

Обозначим 
$$RC = T$$
. Тогда  $x = T \frac{dy}{dt} + y$ .

Введем символ дифференцирования  $p=\frac{d}{dt}$  и запишем полученное уравнение в символической форме : x=Tpy+y. Вынесем y за скобки и окончательно получим  $y=\frac{x}{pT+1}=x\frac{1}{1+pT}$  .

Отметим, что выражение  $\frac{1}{1+pT}$  называется операторным коэффициентом передачи инерционного (в данном случае) звена.

#### 4.2. Статические и динамические свойства элементов

После подачи на вход элемента некоторого воздействия на его выходе возникает переходный процесс, по окончании которого наступает стационарное состояние.

Статическая характеристика- это зависимость, связывающая между собой стационарные входную и выходную величины.

Примером статической характеристики может служить зависимость между напряжением на выходе частотного дискриминатора и отклонением частоты сигнала от его номинального значения (рис.4.2).

Динамическая характеристика - это зависимость, связывающая между собой приращения входной и выходной величин в переходном режиме.

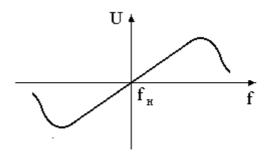


Рис.4.2. Статическая характеристика дискриминатора

#### 4.3. Преобразование Лапласа

Преобразование Лапласа имеет две формы:

- прямое преобразование

$$X(p) = \int\limits_0^\infty x(t) \cdot e^{-pt} \, dt$$
 , которое позволяет найти

изображение по оригиналу функции;

- обратное преобразование

$$x(t) = \frac{1}{2\pi j} \int\limits_{c-j\omega}^{c+j\omega} X(p) e^{pt} dp$$
 , которое позволяет

отыскать оригинал функции по ее изображению.

Здесь x(t) – оригинал функции; X(p) – изображение функции по Лапласу;  $p=c+j\omega$  - комплексная переменная.

Существуют следующие методы отыскания оригинала:1) табличный, 2) метод интегрирования в комплексной плоскости.

Дифференцирующий элемент

$$G(p) \longrightarrow D \longrightarrow X(p) = pG(p)$$

Интегрирующий элемент

$$\frac{G(p)}{p} = \frac{X(p) = G(p)/p}{p}$$

Рис.4.3. Примеры описания звеньев в операторной форме

Преобразование Лапласа позволяет осуществить переход от исходных дифференциальных уравнений системы РА к алгебраическим уравнениям.

#### 4.4. Преобразование Фурье

Заменим в преобразовании Лапласа оператор p на переменную  $j\omega$  - перейдем к преобразованию Фурье:

$$x(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega}dt;$$

 $x(j\omega)$  называется спектральной функцией воздействия x(t). Обратное преобразование Фурье имеет вид:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} x(j\omega)e^{j\omega t} d\omega .$$

Преобразование Лапласа описывает как переходное, так и стационарное состояние процесса.

Преобразование Фурье описывает стационарное состояние процесса в частотной области.

#### 4.5. Передаточная функция

$$X(s)$$
  $Y(s)$   $Y(s)$   $Y(s) = \frac{Y(s)}{X(s)}$ .

Отношение изображения Y(s) выходной величины элемента (системы) к изображению X(s) входной величины при нулевых начальных условиях называется передаточной функцией элемента (системы).

Формально передаточная функция получается из дифференциального уравнения элемента (системы) в символической форме путем замены в нем символа p на комплексную переменную s и деления образованного таким образом многочлена правой части уравнения на многочлен левой части.

Например, если дифференциальное уравнение инерционного RC - элемента имеет вид (см. п. 4.1)

$$x(t) = RC \frac{dy(t)}{dt} + y(t);$$
  $x(p) = Tpy(p) + y(p) = y(p)(Tp+1);$ 

то получаем  $W(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{Ts+1}$ . Здесь X(s) и Y(s) - изображения по Лапласу x(s) и y(s).

## 4.6. Переход от передаточной функции к частотной характеристике

В общем виде передаточная функция записывается так:

$$W(s) = \frac{kQ(s)}{P(s)} ,$$

где Q(s)- многочлен в числителе, P(s) - многочлен в знаменателе, k - постоянный множитель.

Заменим комплексную переменную s на комплексную частоту  $j\omega$ , получим амплитудно-фазо-частотную характеристику элемента (системы):

$$W(j\omega) = \frac{kQ(j\omega)}{P(j\omega)}$$
.

Например, передаточная функция последовательного соединения безынерционного усилителя с коэффициентом усиления k и инерционной RC- цепи имеет вид

$$W(s) = \frac{k}{Ts+1} .$$

Заменим s на  $j\omega$ :

$$W(j\omega) = \frac{k}{j\omega T + 1} = \frac{k(1 - j\omega T)}{1 + \omega^2 T^2} = W(\omega)e^{j\varphi(\omega)}.$$

 $|W(\omega)| = \frac{k}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}}$  - это модуль комплексного выражения или, иначе,

амплитудно-частотная характеристика данного элемента;

 $\phi(\omega)$  = - arctg  $(\omega T)$  - это аргумент комплексного выражения или, иначе, фазочастотная характеристика элемента.

Запишем  $W(j\omega)$  в алгебраической форме:

$$W(j\omega) = U(\omega) + jV(\omega)$$
.

Здесь  $U(\omega)$ - вещественная частотная характеристика,  $V(\omega)$ - мнимая частотная характеристика.

В случае замкнутой системы РА передаточная функция обозначается через  $\Phi(s)$ , а амплитудно-фазо-частотная характеристика - через  $\Phi(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega)$ , где  $P(\omega)$  и  $Q(\omega)$ - соответственно вещественная и мнимая частотные характеристики замкнутой системы.

#### 4.7. Логарифмические частотные характеристики

В реальных автоматических системах модуль частотной характеристики изменяется в очень широких пределах при изменении частоты. Поэтому практическое изображение их в обычном масштабе невозможно. В этих случаях удобно пользоваться логарифмическими частотными характеристиками: амплитудной и фазовой.

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика определяется соотношением  $L(\omega) = 20 \lg |W(\omega)|$ , где  $L(\omega)$  — в децибелах, а частота  $\omega$  откладывается в декадах или в октавах. Логарифмическая фазо-частотная характеристика  $\phi(\omega)$  отображается в градусах, а частота - в декадах или в октавах (рис.4.4).

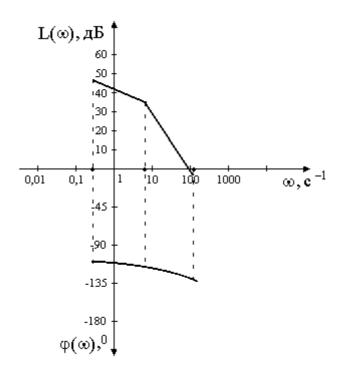


Рис.4.4. Логарифмические амплитудно-фазо-частотные характеристики

#### Контрольные вопросы

- 1. Что такое операторный коэффициент передачи звена (системы) радиоавтоматики?
- 2. Чем отличается динамическая характеристика звена (системы) радиоавтоматики от статической характеристики?
- 3. В чем состоит отличие преобразования Фурье от преобразования Лапласа?
- 4. Что такое передаточная функция автоматической системы и что она характеризует?
- 5. Какие динамические характеристики системы радиоавтоматики вы можете назвать?

#### 5. Типовые входные сигналы

Для теоретического и экспериментального исследования автоматических систем используются типовые входные сигналы. К таким сигналам относятся:

#### 5.1. Ступенчатое входное воздействие

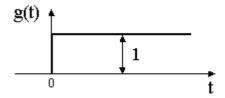


Рис. 5.1. Ступенчатое входное воздействие

Иначе его еще называют единичным сигналом. Описывается следующим образом: g(t) = 1(t) = 0 при t < 0 и = 1 при  $t \ge 0$ .

Изображение по Лапласу имеет вид

$$g(p) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t)e^{-pt}dt = \int_{0}^{\infty} e^{-pt}dt = -\frac{1}{p}e^{-pt} \mid_{0}^{\infty} = \frac{e^{-\infty} - e^{0}}{p} = \frac{1}{p},$$

$$\text{T.e. } L\{1(t) \} = \frac{1}{p}.$$

#### 5.2. Импульсное входное воздействие

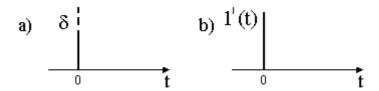


Рис.5.2. Импульсное входное воздействие

Иначе его еще называют дельта-импульс ;  $\delta$  - импульс: высота бесконечно велика, длительность бесконечно мала, площадь равна 1:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t)dt = 1.$$

δ- импульс (рис.5.2,a) представляет собой производную от единичного скачка (рис.5.2,b).

Изображение по Лапласу:  $L\{1^1(t)\}=1$ .

5.3. Синусоидальное входное воздействие

$$g(t) = A\sin(\omega t + \varphi)$$
.

Изображение по Лапласу при  $\varphi = 0$ :  $L\{A\sin(\omega t)\} = \frac{A\omega}{p^2 + \omega^2}$ .

#### 5.4. Линейно-нарастающее входное воздействие

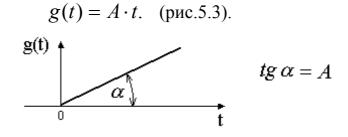


Рис.5.3. Линейно-нарастающее воздействие

Изображение по Лапласу:  $g(p) = \frac{A}{p^2}$ .

#### 5.5. Белый шум

В отличие от ранее рассмотренных данное воздействие является случайным, а не детерминированным.

Примером случайного процесса может служить флуктуационное напряжение, наблюдаемое на экране осциллографа, подключенного к выходу ненастроенного чувствительного радиоприемника.

#### Контрольные вопросы

- 1. Почему некоторые виды сигналов, используемые в качестве входных сигналов систем радиоавтоматики, называют типовыми?
  - 2. Какие типовые сигналы вы можете назвать?
- 3. Почему белый шум используют в качестве типового входного сигнала?

#### 6. Переходная и импульсная переходная функции

Переходная функция h(t) — это реакция линейного элемента (системы) на единичное ступенчатое воздействие :

$$1(t) \rightarrow \mathcal{I}\mathcal{I}\mathcal{I} \rightarrow h(t)$$
.

Так как  $L\{1(t)\}=1/p$ , то изображение переходной функции имеет вид

$$H(p) = \frac{1}{p} \cdot W(p) = \frac{k \cdot Q(p)}{p \cdot P(p)}.$$

Если Q(p) и P(p)- многочлены, то оригиналом H(p) будет

$$h(t) = C_0 + \sum_{i=1}^{n} c_i e^{pit}$$
,

где  $p_i$  - корни характеристического уравнения P(p) = 0;  $c_i$  - коэффициенты, определяемые из начальных условий; n — порядок характеристического многочлена.

Импульсная переходная функция W(t) — это реакция линейного элемента (системы) на импульсное входное воздействие 1'(t):

$$1'(t) \rightarrow \mathcal{I}\mathcal{I}\mathcal{I} \rightarrow \mathcal{W}(t)$$
.

Изображение по Лапласу импульсной переходной функции:

$$W(p) = L\{w(t)\} = L\{1'(t)\}W(p) = 1 \cdot W(p) = W(p)$$

(так как  $L\{1'(t)\}=1$ ).

Следовательно, изображением по Лапласу импульсной переходной функции W(p) является передаточная функция W(p) элемента.

Так как 
$$H(p) = \frac{1}{p} W(p), \ w(p) = W(p),$$
 то  $H(p) = \frac{1}{p} W(p)$  и, следовательно,  $h(t) = \int\limits_0^t w(t) dt$ , и  $w(t) = \frac{dh(t)}{dt}$ .

#### Контрольные вопросы

- 1. Какой типовой сигнал используется для определения переходной функции?
- 2. Какие свойства автоматической системы можно определить по ее переходной характеристике?
- 3. В чем заключается отличие переходной функции от импульсной переходной функции ?

#### 7. Типовые линейные звенья и их соединения

Все многообразие элементов автоматических систем, описанных на языке дифференциальных уравнений, можно представить небольшим числом типовых звеньев, из которых состоят структурные схемы систем радиоавтоматики.

#### 7.1. Усилительное звено

Примером может служить маломощный электронный усилитель (рис.7.1).

$$x(t) \longrightarrow y \longrightarrow y(t)$$

Рис. 7.1. Усилительное звено

Дифференциальное уравнение -  $y(t) = k \cdot x(t)$ ; дифференциальное уравнение в символической форме -  $y(p) = k \cdot x(p)$ ; передаточная функция : W(s) = k; амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) -  $W(\omega) = k$ ; фазо-частотная характеристика (ФЧХ) -  $\phi(\omega) = 0$ ; логарифмическая амплитудно-частотная характеристика –  $L(\omega) = 20 \ lg \ k$ ; комплексный коэффициент передачи -  $W(j\omega) = k$  (рис.7.2).

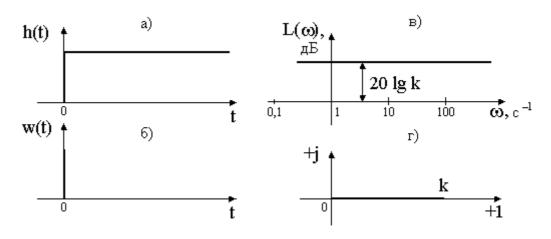


Рис.7.2. Характеристики усилительного звена: а) переходная, б) импульсная переходная, в) логарифмическая амплитудно-частотная, г) годограф комплексного коэффициента передачи

#### 7.2. Инерционное звено

Примером может служить инерционная RC - цепь, известная в радиотехнике под названием "интегрирующая цепочка".

Дифференциальное уравнение звена -  $T \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = kx(t)$ ; дифференциальное уравнение в символической форме - Tpy(p) + y(p) = kx(p); передаточная функция - W(s) = k / (Ts + 1); амплитудно-частотная характеристика -  $W(\omega) = \frac{k}{\sqrt{\omega^2 T^2 + 1}}$ ; фазо-частотная характеристика -  $\Phi(\omega) = -$  arc tg  $\Phi(\omega) = -$  агс tg  $\Phi(\omega) =$ 

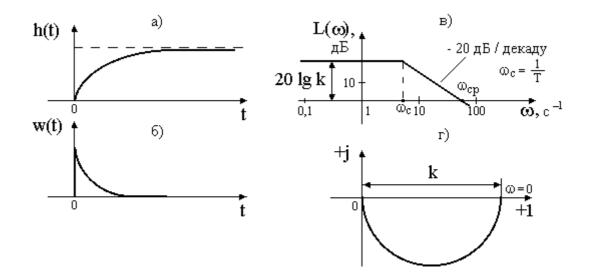


Рис. 7.3. Характеристики инерционного звена: а) переходная, б) импульсная переходная, в) логарифмическая амплитудно-частотная, г) годограф комплексного коэффициента передачи

#### 7.3. Интегрирующее звено

Примерами могут служить серводвигатель и операционный усилитель, во входной цепи которого включен резистор, а в цепи обратной связи - конденсатор.

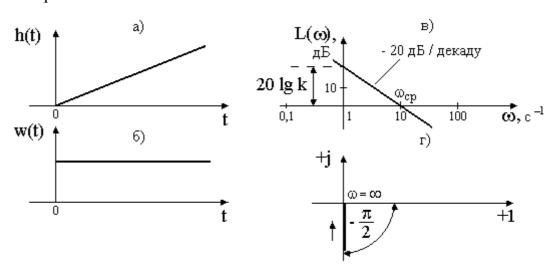


Рис.7.4. Характеристики интегрирующего звена : а) переходная, б) импульсная переходная, в) логарифмическая амплитудно-частотная, г) годограф комплексного коэффициента передачи

Дифференциальное уравнение звена -  $y(t) = \int kx(t)dt$ ; дифференциальное уравнение в символической форме -  $y(p) = \frac{k}{m}x(p)$ ; передаточная функция - W(s) = k / s; комплексный коэффициент передачи -  $W(j\omega) = k / j\omega$ ; амплитудно-частотная характеристика -  $W(\omega) = k / \omega$ ; фазо-частотная характеристика -  $(\omega) = 20 \log k - 20 \log \omega$  (рис.7.4).

#### 7.4. Дифференцирующее звено

Примерами могут служить тахогенератор и операционный усилитель, во входной цепи которого включен конденсатор, а в цепи обратной связи - резистор.

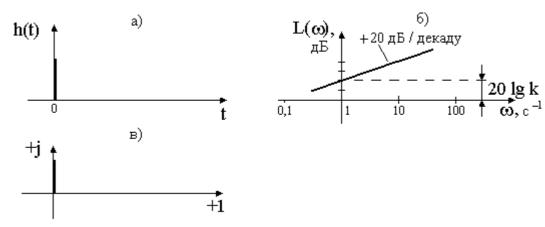


Рис. 7.5. Характеристики дифференцирующего звена:

- а) переходная; б) логарифмическая амплитудно-частотная;
- в) годограф комплексного коэффициента передачи

Дифференциальное уравнение звена -  $y(t)=k\frac{dx(t)}{dt}$ ; дифференциальное уравнение в символической форме -  $y(p)=k\;p\;x\;(\;p)$ ; передаточная функция -  $W(p)=k\;p$ ; комплексный коэффициент передачи -  $W(j\omega)=k\;j\omega$ ;

амплитудно-частотная характеристика -  $W(\omega) = k \omega$ ; фазо-частотная характеристика -  $\phi(\omega) = +\pi/2$ ; логарифмическая амплитудно-частотная характеристика -  $L(\omega) = 20 \ lg \ k + 20 \ lg \omega$  (рис.7.5).

#### 7.5. Звено чистого запаздывания

Примерами смогут служить радиотракт или линия задержки. Дифференциальное уравнение звена -  $y(t) = x(t - \tau)$ ; передаточная функция -  $W(s) = e^{-s\tau}$ ; комплексный коэффициент передачи -  $W(j\omega) = e^{-j\omega\tau}$ ; амплитудно-частотная характеристика -  $W(\omega) = 1$ ; фазо-частотная характеристика -  $\Phi(\omega) = -\omega\tau$  (рис. 7.6).

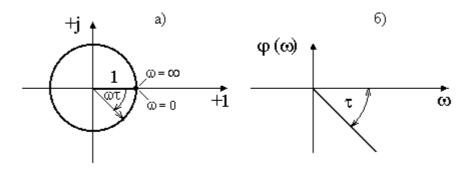


Рис.7.6. Характеристики звена чистого запаздывания:
 а) годограф комплексного коэффициента передачи;
 б) фазо-частотная характеристика

Кроме рассмотренных здесь, к типовым звеньям также относятся: апериодическое звено второго порядка; колебательное звено; изодромное звено; инерционное интегрирующее звено.

#### 7.6. Передаточные функции соединений звеньев

В системах РА применяются три вида соединений звеньев: последовательное (рис.7.7), параллельное (рис.7.8) и встречно-параллельное (иначе- соединение с обратной связью) (рис.7.9).

$$X$$
  $(t)$   $W_1(s)$   $W_n(s)$   $Y$   $(t)$ 

Рис. 7.7. Последовательное соединение звеньев

$$y(s) = [W_1(s) \cdots W_n(s)] x(s); W(s) = W_1(s) \cdot W_2(s) \cdots W_n(s).$$

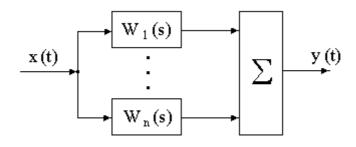


Рис. 7.8. Параллельное соединение звеньев

$$y(s) = [W_1(s) + \ldots + W_n(s)] x(s); W(s) = W_1(s) + \ldots + W_n(s).$$

Система линейная, следовательно, справедлив принцип суперпозиции.

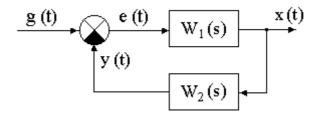


Рис. 7.9. Встречно-параллельное соединение звеньев

Рассмотрим случай отрицательной обратной связи:

$$e(t) = g(t) - y(t);$$

$$x(s) = e(s) \cdot W_1(s) ; y(s) = e(s) \cdot W_1(s) \cdot W_2(s) ;$$

$$e(s) = g(s) - y(s) = g(s) - e(s) \cdot W_1(s) \cdot W_2(s) ;$$

$$e(s) [1 + W_1(s) \cdot W_2(s)] = g(s).$$

Передаточная функция замкнутой системы для ошибки:

$$\Phi_e(s) = \frac{e(s)}{g(s)} = \frac{1}{1 + W_1(s) \cdot W_2(s)} = \frac{1}{1 + W(s)},$$

где  $W(s) = W_1(s) \cdot W_2(s)$  - передаточная функция разомкнутой системы. Передаточная функция замкнутой системы для входного воздействия:

$$\Phi(s) = \frac{x(s)}{g(s)} = \frac{e(s) \cdot W_1(s)}{g(s)} = \Phi_e(s) \cdot W_1(s),$$

т.е.

$$\Phi(s) = \frac{W_1(s)}{1 + W(s)}.$$

#### 7.7. Передаточная функция для возмущения

#### Разомкнутая система

Система линейная, справедлив принцип суперпозиции.

$$y(s) = y_x(s) + y_z(s) \; ; \; y_z(s) = z(s) \cdot W_3(s) \; ;$$
 отсюда  $W_z(s) = W_3(s)$  .

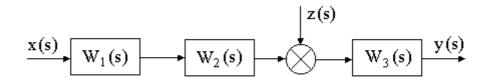


Рис. 7.10. Разомкнутая система с возмущением

#### Замкнутая система

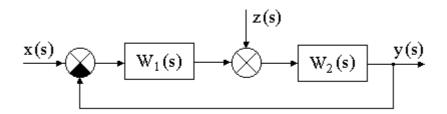


Рис.7.11. Замкнутая система с возмущением

$$y(s) = y_x(s) + y_z(s) ; ; y_z(s) = z(s) \cdot \Phi_z(s) ;$$

$$W_z(s)$$

отсюда

$$\Phi_{Z}(s) = \frac{W_{2}(s)}{1 + W_{1}(s) \cdot W_{2}(s)}.$$

#### Контрольные вопросы

- 1. Что представляет собой типовое линейное звено системы радиоавтоматики?
- 2. Какими характеристиками описываются типовые линейные звенья автоматических систем?
- 3. Какие способы соединения звеньев используются при построении систем радиоавтоматики?

### 8. Переход от функциональной схемы системы РА к ее структурной схеме

Структурной схемой системы PA называется схема, в которой каждой математической операции преобразования параметра, за которым ведется слежение, соответствует определенное звено.

На рис. 8.1 приведена функциональная схема системы автоматической подстройки частоты (АПЧ). Построим структурную схему системы АПЧ на основании ее функциональной схемы.

В системе АПЧ сигнал  $U_c$  преобразуется в смесителе СМ на промежуточную частоту и усиливается в УПЧ. Отклонение промежуточной частоты от номинального значения выявляется частотным дискриминатором ЧД, выходное напряжение которого, сглаженное фильтром нижних частот ФНЧ, изменяет частоту управляемого генератора УГ так, что первоначальное отклонение уменьшается.

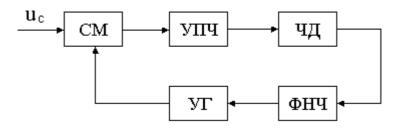


Рис. 8.1. Функциональная схема системы АПЧ

Применение системы АПЧ позволяет существенно уменьшить в супергетеродинном приемнике влияние взаимной нестабильности частот гетеродина (УГ) и передатчика и повысить качество приема.

В системе АПЧ отслеживаемым параметром является частота сигнала. Обычно скорость протекания переходных процессов в резонансных контурах смесителя, УПЧ, частотного дискриминатора и в его нагрузке много выше, чем

в ФНЧ. При этом с точки зрения преобразования частоты сигнала смеситель, УПЧ и дискриминатор можно считать безынерционными элементами.

Обозначим:  $\omega_{\rm np}$  =  $\omega_{\rm c}$  -  $\omega_{\rm r}$  , где  $\omega_{\rm c}$ ,  $\omega_{\rm r}$  - частоты сигнала и гетеродина. Тогда отклонение  $\Delta\omega$  промежуточной частоты  $\omega_{\rm np}$  от ее номинального значения  $\omega_{\rm np0}$  определяется равенством  $\Delta\omega$  =  $\omega_{\rm np}$  -  $\omega_{\rm np0}$  .

Выходное напряжение ЧД при действии на его входе сигнала и помехи с равномерным спектром имеет вид

$$u_{\partial}(t) = F(\Omega_{c}) + \xi(t, \Omega_{c}),$$

где  $F\left(\Omega_{c}\right)=\overline{u_{\partial}(t)}$  - среднее значение выходного напряжения,  $\xi(t,\Omega_{c})$ -флуктуационная составляющая этого напряжения, зависящая от расстройки  $\Omega_{c}$ =  $\omega_{\rm np}$ -  $\omega_{0}$ , где  $\omega_{0}$ -центральная или переходная частота дискриминатора. Зависимость  $F(\Omega_{c})$  называется дискриминационной характеристикой (рис.8.2).

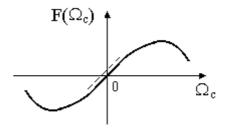


Рис. 8.2. Дискриминационная характеристика

При малых рассогласованиях  $\Omega_c$  дискриминационную характеристику можно считать линейной. Тогда вместо  $F(\Omega_c)$  можно записать  $S_\partial\Omega_c$ , где  $S_\partial$ - крутизна дискриминационной характеристики. Центральную частоту дискриминатора  $\omega_0$  стремятся сделать равной номинальному значению промежуточной частоты  $\omega_{\rm пр0}$ . Однако возмущения (изменения питающих напряжений, температуры и т.д.) приводят к нестабильности центральной частоты дискриминатора:  $\omega_0 = \omega_{\rm пp0} + \delta\omega$ .

Связь между  $\, \Omega_{c} \,$  и отклонением  $\, \varDelta \omega \,$  определяется равенством

$$\Omega_{c} = \omega_{\, np} \text{ - } \omega_{\, 0} \quad = \ \omega_{\, np} \text{ - } \omega_{\, np0} \text{ - } \delta\omega \ = \Delta\omega \text{ - } \delta\omega.$$

Напряжение на выходе ФНЧ:  $u_{\Phi}\left(\mathbf{t}\right)=W_{\Phi}\left(p\right)\cdot u_{\mathbf{I}}\left(\mathbf{t}\right)$  ,

где  $W_{\phi}(p)$ - операторный коэффициент передачи ФНЧ,  $p=\frac{d}{dt}$ -символ дифференцирования.

При работе в пределах линейного участка регулировочной характеристики управляемого генератора его частота  $\omega_{\rm r}$  связана с напряжением  $u_{\rm \phi}$  линейной зависимостью:  $\omega_{\rm r} = \omega_{\rm rc} + S_{\rm p} \cdot u_{\rm \phi}$ , где  $S_{\rm p}$ - крутизна регулировочной характеристики,  $\omega_{\rm rc}$ - значение собственной частоты генератора при отсутствии управляющего напряжения.

Частота  $\omega_{rc}$  с учетом ее нестабильности  $\eta$  определяется равенством  $\omega_{rc}=\omega_{r0}+\eta=\omega_{c0}$  -  $\omega_{np0}+\eta$  , где  $\omega_{r0}$  ,  $\omega_{c0}$  - начальные значения частот гетеродина и сигнала.

Структурная схема системы АПЧ, построенная на основании приведенных соотношений, имеет вид (рис.8.3)

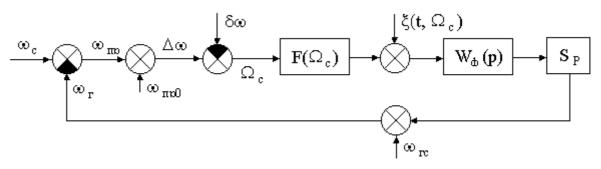


Рис. 8.3. Структурная схема системы АПЧ

Если при исследовании системы АПЧ ввести в рассмотрение отклонения  $\delta\omega_{\it c}$  ,  $\delta\omega_{\it c}$  частот сигнала и гетеродина от их номинальных значений  $\delta\omega_{\it r}$  = =  $\omega_{\it r}$  -  $\omega_{\it r0}$  ,  $\delta\omega_{\it c}$  =  $\omega_{\it c}$  -  $\omega_{\it c0}$  , то структурная схема системы АПЧ упрощается и принимает следующий вид (рис.8.4)

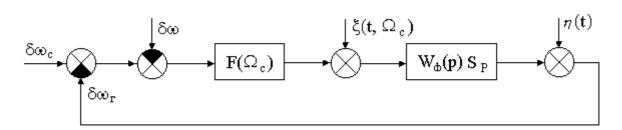


Рис. 8.4. Упрощенная структурная схема системы АПЧ

#### Контрольные вопросы

1. В чем заключается отличие структурной схемы автоматической системы от структурных схем других радиотехнических устройств (например, усилителя)?

- 2. Имеется ли что-либо общее между структурными схемами автоматических следящих систем разных типов?
- 3. Чем могут отличаться следящие системы радиоавтоматики различных типов, отображаемые одинаковыми по начертанию структурными схемами?

#### 9. Правила структурных преобразований

При преобразовании структурных схем, помимо указанных выше правил определения передаточных функций соединений, полезно использовать правила переноса точки съема и точки суммирования.

#### 9.1. Правило переноса точки съема

Если точка съема переносится против направления прохождения сигнала, то в переносимую ветвь нужно включить элементы с передаточными функциями всех элементов, встречающихся на пути между прежней и новой точками съема (рис.9.1).

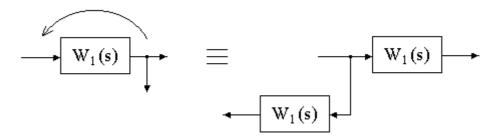


Рис. 9.1. Перенос точки съема против направления прохождения сигнала

Если точка съема переносится по направлению прохождения сигнала, то в переносимую ветвь нужно включить элементы с обратными передаточными функциями всех элементов, встречающихся на пути между прежней и новой точками съема (рис.9.2).

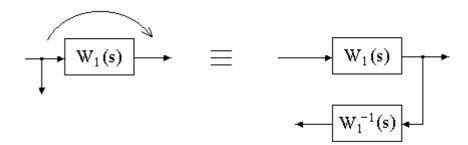


Рис. 9.2. Перенос точки съема по направлению прохождения сигнала

#### 9.2. Правило переноса точки суммирования

Если точка суммирования переносится по направлению прохождения сигнала, то в переносимую ветвь нужно включить элементы с передаточными функциями всех элементов, встречающихся на пути между прежней и новой точками суммирования (рис.9.3).

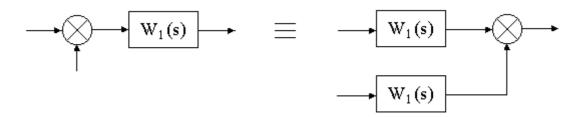


Рис. 9.3. Перенос точки суммирования по направлению прохождения сигнала

Если точка суммирования переносится против направления прохождения сигнала, то в переносимую ветвь нужно включить элементы с обратными передаточными функциями всех элементов, встречающихся между новой и прежней точками суммирования (рис.9.4).

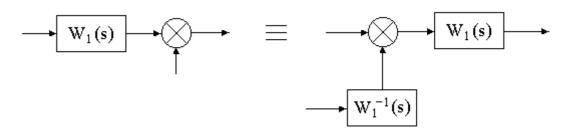


Рис. 9.4. Перенос точки суммирования против направления прохождения сигнала

#### Контрольные вопросы

- 1. С какой целью в радиоавтоматике применяются преобразования структурных схем?
- 2. Какие виды структурных преобразований схем автоматических систем вы можете назвать?
- 3. Как переносится точка суммирования сигналов при структурных преобразованиях?

## 10. Функциональные и структурные схемы систем радиоавтоматики

### 10.1. Система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ)

В системе АПЧ - управляющее напряжение, пропорциональное  $\Omega_{\mathcal{C}} = \omega_{\rm пp} - \omega_0 (\omega_0$  – центральная частота), не в состоянии свести до нуля расстройку по частоте  $\Omega_{\mathcal{C}}$ . Система АПЧ является статической. Величина статической ошибки пропорциональна величине начального рассогласования по частоте.

В системе ФАПЧ управляющее напряжение пропорционально разности фаз сигнального и опорного напряжений.

Это напряжение сводит до нуля начальную расстройку по частоте. Таким образом, в системе ФАПЧ отсутствует статическая ошибка вследствие интегральной зависимости разности фаз от частотной расстройки. Система ФАПЧ является астатической системой автоматического регулирования.

Астатизм системы автоматического регулирования определяется числом интегрирующих звеньев. В системе  $\Phi$ АПЧ происходит одно интегрирование, поэтому  $\Phi$ АПЧ - это система с астатизмом первого порядка.

Системы ФАПЧ широко применяются в радиотехнических устройствах различного назначения.

Они применяются в качестве следящих фильтров для восстановления несущей в радиоприемнике при однополосной и балансной модуляции; в системах передачи сообщений методом фазовой манипуляции; для автоматической подстройки частоты и фазы строчной развертки в телевизоре; в системах цветного телевидения с квадратурной модуляцией цветовой поднесущей; для выделения сигнала на фоне шума в допплеровских системах; для демодуляции сигналов с фазовой модуляций; для построения перестраиваемых по частоте генераторов высокостабильных колебаний; в устройствах воспроизведения магнитной записи и в других областях.

В схемном отношении система ФАПЧ отличается от системы АПЧ использованием вместо частотного дискриминатора фазового детектора (рис.10.1).

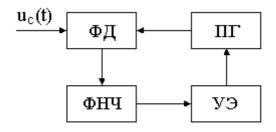


Рис.10.1. Функциональная схема системы ФАПЧ

Принцип действия системы ФАПЧ состоит в следующем. Колебания сигнала  $u_c(t)$  и подстраиваемого генератора ПГ поступают на фазовый детектор ФД. При рассогласовании указанных колебаний по фазе на выходе ФД появляется напряжение, которое, пройдя через фильтр нижних частот ФНЧ, воздействует с помощью управляющего элемента УЭ на частоту подстраиваемого генератора ПГ так, что исходное фазовое рассогласование уменьшается.

При правильном выборе параметров в системе ФАПЧ устанавливается синхронный режим, в котором частота и фаза подстраиваемого генератора следит за частотой и фазой сигнала  $u_c(t)$ . Переход к синхронному режиму работы обеспечивается в пределах определенного диапазона первоначальных расстроек между частотами сигнала и подстраиваемого генератора, называемого полосой захвата.

Составим структурную схему системы ФАПЧ. Разность фаз  $\phi$  колебаний, подаваемых на фазовый детектор, равна  $\phi = \phi_c - \phi_r$ , где  $\phi_c$  и  $\phi_r$  фазы колебаний сигнала и подстраиваемого генератора соответственно.

Если не учитывать инерционности амплитудных детекторов, входящих в состав ФД, то его выходное напряжение записывается в виде

$$u_{\pi}(t) = F(\varphi) + \xi(t) ,$$

где  $F(\varphi)$  и  $\xi(t)$  - соответственно математическое ожидание и флуктуационная составляющая выходного напряжения. Функция  $F(\varphi)$ , называемая дискриминационной характеристикой фазового детектора, является периодической с периодом 2  $\pi$ . Ее форма зависит от схемы  $\Phi Д$  и соотношения амплитуд входных напряжений.

Управляющее напряжение  $u_{\rm y}=u_{\phi}$  , снимаемое с выхода ФНЧ, связано с напряжением  $u_{\rm д}$  линейным дифференциальным оператором

$$u_{\phi} = W_{\phi}(p) u_{\pi}(t)$$
.

При работе на линейном участке регулировочной характеристики подстраиваемого генератора его частота  $\,\omega_{_{\Gamma}}\,$  связана с напряжением  $u_{\phi}$  линейной зависимостью  $\,\omega_{_{\Gamma}} = \omega_{_{\Gamma C}} + S_{_{p}} \cdot u_{\phi}\,,$ 

где  $S_p$  - крутизна регулировочной характеристики,  $\omega_{rc}$  - значение собственной частоты генератора при отсутствии управляющего напряжения. Частота  $\omega_{rc}$  с учетом ее нестабильности  $\eta$  определяется равенством  $\omega_{rc}=\omega_{r0}+\eta$ , где  $\omega_{r0}$  - начальное значение частоты гетеродина.

Так как на  $\Phi$ Д напряжения сигнала и гетеродина сравниваются по фазе, необходимо от частоты  $\omega_{\, \Gamma}$  подстраиваемого генератора перейти к его фазе:

$$\varphi_{\Gamma} = \varphi_{\Gamma 0} + \int_{0}^{t} \omega_{\Gamma}(t) dt,$$

где  $\phi_{r0}$  - начальная фаза колебаний ПГ.

Структурная схема системы ФАПЧ, составленная на основании приведенных соотношений, имеет вид (рис.10.2)

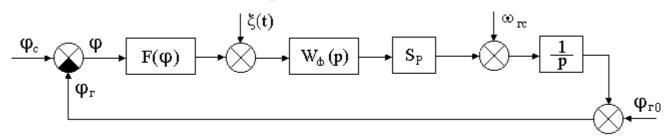


Рис.10.2. Структурная схема системы ФАПЧ

Блок  $\frac{1}{p}$  отображает в структуре операцию интегрирования. Если ввести в рассмотрение новые переменные  $\phi_1 = \phi_{\rm c}$  -  $\omega_{\rm r0}\,t$  -  $\phi_{\rm r0}$ ,  $\phi_2 = \phi_{\rm r}$  -  $\omega_{\rm r0}\,t$  -  $\phi_{\rm r0}$ , то структурная схема упрощается и приобретает следующий вид (рис.10.3)

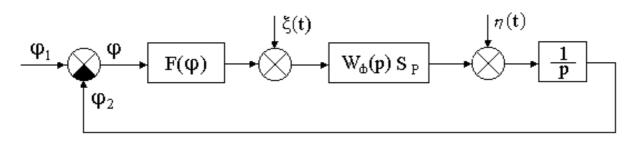


Рис.10.3. Упрощенная структурная схема системы ФАПЧ

# 10.2. Системы слежения за временным положением импульсного сигнала (Системы АСД)

Системы слежения за временным положением импульсного сигнала применяются для автоматического измерения дальности импульсным радиолокатором; для выделения периодически повторяющихся импульсов на фоне помех в системах связи с импульсными поднесущими. Такие системы слежения носят название временных автоселекторов.

Функциональная схема системы представлена на рис.10.4. Радиолокационный приемник открывается (стробируется) с помощью временного автоселектора на короткие интервалы времени ожидаемого прихода эхосигнала от избранной цели. Эта мера повышает помехоустойчивость приема.

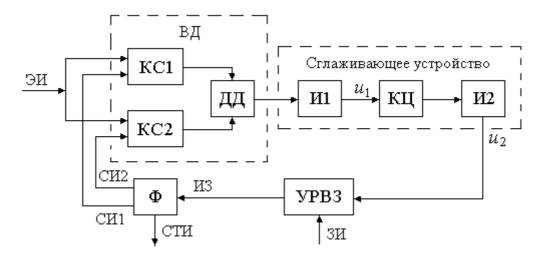


Рис. 10.4. Функциональная схема временного автоселектора

Строб-импульсы формируются специальным формирователем Ф, входящим в состав временного автоселектора. В состав временного автоселектора входят также временной дискриминатор ВД, сглаживающее устройство СУ и устройство регулируемой временной задержки УРВЗ.

Совмещение во времени строб-импульсов с эхосигналами цели в каждом цикле зондирования обеспечивается работой следящего автоселектора. С этой целью формирователь Ф формирует два селекторных импульса СИ1 и СИ2. Импульсы прямоугольной формы СИ1 и СИ2 располагаются симметрично относительно середины строб-импульса и следуют непосредственно друг за другом.

Сглаживающее устройство содержит два последовательно включенных электронных интегратора И1 и И2 и корректирующую RC-цепочку КЦ. Электронные интеграторы могут быть выполнены, например, на операционных усилителях.

Временной дискриминатор содержит два каскада совпадений КС1 и КС2 на два входа каждый и дифференциальный детектор ДД. Выходные напряжения каскадов совпадений ИС1 и ИС2 образуются в результате совпадения селекторных импульсов СИ1 и СИ2 и эхосигнала цели. Импульсы ИС1 и ИС2 детектируются и вычитаются в дифференциальном детекторе, образуя выходное напряжение дискриминатора.

Вырабатываемые синхронизатором радиолокатора зондирующие импульсы ЗИ запускают мощный импульсный генератор, формирующий радиоимпульсы, излучаемые антенной, и одновременно запускают устройство регулируемой временной задержки УРВЗ автоселектора. В качестве УРВЗ может быть использован, например, фантастрон.

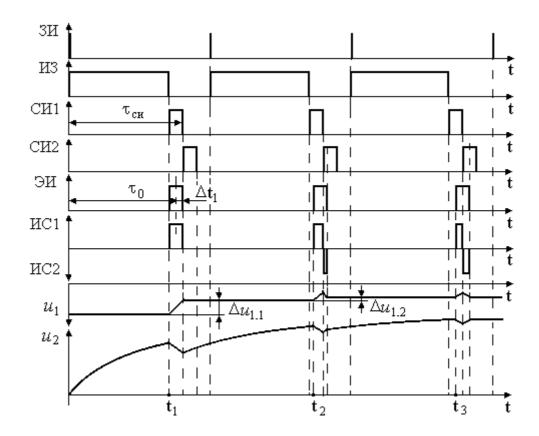


Рис.10.5. Поясняющие временные диаграммы

Длительность импульса задержки ИЗ, вырабатываемого фантастроном, зависит от величины управляющего напряжения  $u_2$ .

От заднего фронта (спада) импульса задержки запускается формирователь селекторных импульсов Ф. Первый селекторный импульс формируется ждущим мультивибратором, а второй селекторный импульс образуется путем задержки первого на время, равное его длительности, с помощью линии задержки.

При изменении управляющего напряжения  $u_2$  селекторные импульсы смещаются во времени относительно зондирующего импульса в пределах от нуля до 0,95  $T_3$ , где  $T_3$  - период повторения зондирующих импульсов.

На временных диаграммах, поясняющих функционирование автоселектора (рис.10.5), эхоимпульс в момент времени  $t_1$  совпадает с первым селекторным импульсом СИ1. В результате на выходе каскада совпадений КС1 возникает импульс совпадений ИС1, уменьшающий по абсолютной величине напряжение на выходе первого интегратора на величину  $\Delta u_{1.1}$ . В промежутке между импульсами напряжение на выходе первого интегратора сохраняется постоянным. Вследствие уменьшения напряжения на выходе первого интегратора, выходное напряжение второго интегратора, хотя и продолжает увеличи-

ваться, но с меньшей скоростью. По мере увеличения напряжения на выходе второго интегратора уменьшается длительность импульса задержки ИЗ. Благодаря этому в момент времени  $t_2$  селекторные импульсы СИ1 и СИ2 располагаются относительное очередного эхоимпульса ЭИ таким образом, что большая часть ЭИ перекрывается с импульсом СИ1, а меньшая - с импульсом СИ2. Теперь образуются два импульса совпадений, - ИС1 и ИС2, причем ИС1 имеет большую длительность по сравнению с ИС2. Импульс ИС1 приводит к дальнейшему уменьшению отрицательного напряжения на выходе первого интегратора, а импульс ИС2, наоборот, увеличивает это напряжение. Так как длительность ИС1 больше длительности ИС2, то результирующее отрицательное напряжение на выходе первого интегратора уменьшается на величину  $\Delta u_{1,2}$ . Однако  $|\Delta u_{1,2}| < |\Delta u_{1,1}|$ . Напряжение на выходе второго интегратора, хотя и продолжает увеличиваться, но с меньшей скоростью, чем в предыдущем периоприводит к дальнейшему уменьшению длиде. Увеличение напряжения  $u_2$ тельности импульса задержки ИЗ, в результате чего селекторные импульсы в момент времени  $t_3$  оказываются так расположенными относительно эхоимпульса, что граница их раздела делит эхоимпульс пополам. В результате этого длительности импульсов совпадений ИС1 и ИС2 оказываются равными, а приращение напряжения на выходе первого интегратора равно нулю. Следовательно, увеличение напряжения на выходе второго интегратора прекращается, также прекращается изменение длительности импульса задержки ИЗ и в системе устанавливается состояние равновесия. Величина напряжения  $u_2$  пропорциональна дальности до цели, а величина напряжения  $u_1$  на выходе первого интегратора пропорциональна скорости цели, если цель движется.

В динамике селекторные импульсы непрерывно сопровождают эхоимпульс.

При движении цели с постоянной скоростью в системе с двумя интеграторами (с астатизмом второго порядка) ошибка в определении скорости и ошибка в определении дальности цели равны нулю. Однако, если цель движется с ускорением, появляется ошибка, пропорциональная ускорению. Для улучшения качества переходных процессов между интеграторами включается корректирующая цепь КЦ (форсирующее звено). В ряде случаев для улучшения помехоустойчивости включается также фильтр нижних частот (инерционное звено).

Захват цели в начале работы автоселектора производится либо вручную оператором, наблюдающим отметку цели на экране ЭЛТ, либо специальным автоматическим устройством поиска и захвата цели.

В связи с импульсным характером сигнала информация о рассогласовании  $\Delta \tau$  ( середины эхосигнала относительно стыка селекторных импульсов) образуется в автоселекторе в дискретные моменты времени, отстоящие друг от друга на период повторения зондирующих импульсов. Поэтому, строго говоря ,

временной автоселектор является дискретной (импульсной) системой радиоавтоматики. Однако, если частота повторения зондирующих импульсов велика по сравнению с высшей частотой полосы пропускания автоселектора, что часто выполняется на практике, то можно считать автоселектор непрерывной системой. В таком предположении построим структурную схему автоселектора.

Временное рассогласование  $\Delta \tau$  равно:  $\Delta \tau = \tau_c - \tau_{cu}$ .

При высокой частоте повторения зондирующих импульсов пульсации выходного напряжения временного дискриминатора, обусловленные импульсным характером сигнала, эффективно сглаживаются. В этом случае при анализе автоселектора достаточно рассматривать выходное напряжение дискриминатора, усредненное за период повторения импульсов:

$$u_{\text{BJ}}(t) = F(\Delta \tau) + \xi(t, \Delta \tau)$$
,

где  $F(\Delta \tau)$  и  $\xi(t, \Delta \tau)$  - соответственно математическое ожидание и флуктуационная составляющая выходного напряжения дискриминатора.

Форма дискриминационной характеристики  $F(\Delta \tau)$  и параметры напряжения  $\xi(t,\Delta \tau)$  зависят от соотношения сигнал/шум, ширины полосы пропускания радиотракта, длительности селекторных импульсов и наличия амплитудных флуктуаций сигнала.

Преобразование напряжения, выполняемое сглаживающим устройством, определяется линейным дифференциальным оператором  $W_{\phi}(p)$ , учитывающим число интегрирующих звеньев в составе автоселектора:

$$u_2(t) = W_{\Phi}(p) \cdot u_{\scriptscriptstyle \mathrm{B}\mathrm{J}}(t)$$
.

Обычно зависимость величины задержки в схеме УРВЗ от управляющего напряжения является безынерционной. Если она, кроме того, линейна, то выполняется соотношение  $\tau_{CU} = \tau_{CU0} + S_{PE\Gamma} \cdot u_2$ , где  $S_{PE\Gamma}$  – крутизна характеристики УРВЗ;  $\tau_{CU0}$  – значение задержки при отсутствии управляющего напряжения. Величина  $\tau_{CU0}$  может обладать некоторой нестабильностью, которую необходимо учитывать при анализе селектора.

Приведенным соотношениям соответствует структурная схема на рис. 10.6.

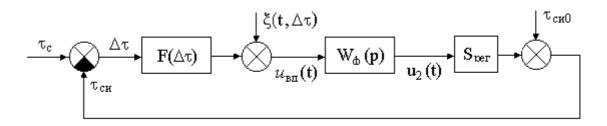


Рис. 10.6. Структурная схема следящей системы

# 10.3. Системы автоматического определения направления на источник радиоволн (угломерные следящие системы, системы АСН)

В угломерных следящих системах, предназначенных для сопровождения одной цели, обычно используется равносигнальный метод пеленгования, при котором с помощью антенной системы (А) формируется равносигнальная зона (РСЗ). Пеленгационное устройство (ПУ) (рис. 10.7), состоящее из антенной системы, радиоприемного тракта (РПТ) и выходных каскадов (ВК), измеряет пространственное рассогласование  $\varphi$  между осью РСЗ  $z_A$  и направлением на цель Ц, а исполнительное устройство ИУ изменяет угловое положение оси РСЗ таким образом, чтобы устранить имеющееся рассогласование.

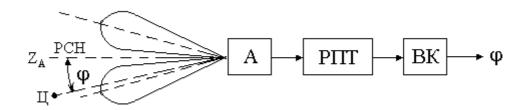


Рис. 10.7. Функциональная схема пеленгационного устройства

Построение пеленгационного устройства зависит от принятого способа формирования равносигнальной зоны. В пеленгационных устройствах с последовательным сравнением сигналов применяется один приемник и одна антенна. Диаграмма направленности антенны перемещается в пространстве (сканирует) с периодом  $T_{\rm CK}$ . Измерение углового рассогласования производится сравнением периодически изменяющейся огибающей радиосигнала с опорным синусоидальным напряжением, синхронизированным и синфазированным с вращением диаграммы направленности. Время измерения соизмеримо с  $T_{\rm CK}$ . Примером автоугломера такого типа является система с коническим сканированием диаграммы направленности.

Недостатком систем с последовательным сравнением сигналов является их чувствительность к изменениям уровня сигнала, происходящим в течение периода сканирования и не отрабатываемым системой АРУ.

Указанные изменения, вызываемые флуктуациями амплитуды эхосигнала и действием активных помех с амплитудной модуляцией, близкой по частоте к частоте сканирования, снижает точность пеленгования. Этого недостатка лишены в значительной мере системы с одновременным сравнением сигналов, получившие по этой причине самое широкое распространение.

В пеленгационных системах с одновременным сравнением сигналов, называемых также моноимпульсными, используется антенная система, форми-

рующая четыре отдельные (парциальные) диаграммы направленности, и много-канальный приемник. Угловое рассогласование определяется в результате сопоставления одновременно принятых сигналов. Время измерения соизмеримо с временем обработки сигналов в приемном тракте, т.е. достаточно мало. В моноимпульсных автопеленгаторах используются амплитудный, фазовый и амплитудно-фазовый методы пеленгования цели.

Рассмотрим упрощенную схему амплитудного суммарно-разностного пеленгатора применительно к пеленгации в одной плоскости (рис. 10.8) В результате суммирования и вычитания парциальных сигналов  $u_{\Pi 1}(t)$  и  $u_{\Pi 2}(t)$  на выходе антенно-волноводного тракта образуются суммарный  $u_{\Sigma}(t)$  и разностный  $u_{\Delta}(t)$  сигналы. Зависимость суммарного напряжения  $u_{\Sigma}(t)$  от углового отклонения источника сигнала определяется суммарной диаграммой направленности, которая выражается через парциальные диаграммы направленности соотношением

$$G_I(\varphi) = g_I(\varphi) + g_2(\varphi)$$
.

Аналогично зависимость разностного напряжения  $u_{\Delta}(t)$  определяется разностной диаграммой направленности

$$G_2(\varphi) = g_1(\varphi) - g_2(\varphi)$$
.

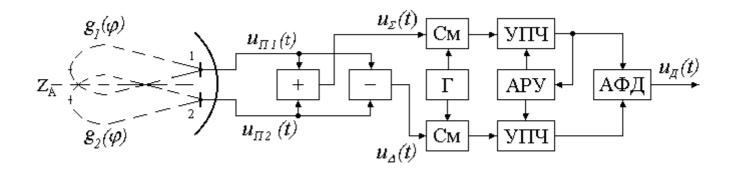


Рис. 10.8. Упрощенная схема амплитудного суммарно-разностного пеленгатора

"+" – сумматор сигналов ; " – " – вычитатель сигналов ; См – смесители ;  $\Gamma$  – гетеродин ; УПЧ – усилители промежуточной частоты ; АРУ – блок автоматической регулировки усиления ; АФД – амплитудно-фазовый детектор ; " 1 " и " 2 " – облучатели антенны ;  $Z_A$  – равносигнальное направление антенны

Форма суммарной и разностной диаграмм направленности показана на рис. 10.9 сплошными линиями. Пунктиром изображены парциальные диаграммы направленности в одной из плоскостей.

При изменении знака разностной диаграммы направленности фаза разностного напряжения изменяется на  $180^{\circ}$ .

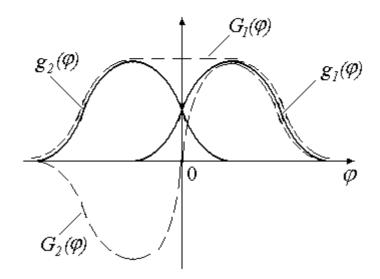


Рис.10.9. Диаграммы направленности

Сформированные на выходе антенно-волноводного тракта суммарное и разностное напряжения  $u_{\Sigma}(t)$  и  $u_{\Delta}(t)$  поступают в соответствующие каналы приемного устройства, где преобразуются по частоте, усиливаются и подаются на амплитудно-фазовый детектор.

Как видно, разностная диаграмма обладает дискриминационными свойствами по углу. Амплитуда разностного напряжения при малых углах рассогласования пропорциональна величине углового отклонения, а полярность (фаза) определяется знаком этого отклонения. Поэтому в результате перемножения с суммарным в АФД на его выходе появляется постоянное наряжение, зависящее от величины и знака углового рассогласования.

Неидентичность фазовых и амплитудных характеристик суммарного и разностного каналов не вызывает в пеленгаторе суммарно-разностного типа смещения нуля пеленгационной характеристики. В связи с этим требования к идентичности и стабильности приемных каналов снижаются.

Применение АРУ, работающей по выходному напряжению УПЧ суммарного канала, позволяет ослабить влияние изменений амплитуды сигнала на характеристики пеленгатора.

При отсутствии помех и идеальной работе АРУ пеленгационная характеристика не зависит от амплитуды сигналов и пропорциональна отношению  $G_2(\varphi)/G_1(\varphi)$  разностной и суммарной диаграмм направленности.

После сглаживания и усиления по мощности выходное напряжение АФД как управляющее подводится к исполнительному устройству, перемещающему зеркало антенны.

Структурная схема азимутального канала угломерной системы (рис. 10.10) содержит блоки с передаточными функциями  $W_{\Pi Y}(s)$  и  $W_{UY}(s)$  пеленга-

ционного и исполнительного устройств соответственно. Сигнал рассогласования  $\phi$  представляет собой разность  $\phi = \theta_{\, \mathrm{II}} - \theta_{\, \mathrm{Z}}$ , где  $\theta_{\, \mathrm{II}}$  - направление на цель,  $\theta_{\, Z}$  - направление оси Z . Возмущение n(t) представляет собой случайное воздействие, обусловленное внутренним шумом радиоприемника, пересчитанное к угловому отклонению.

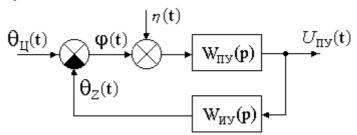


Рис. 10.10. Структурная схема угломерной системы

#### 10.4. Системы автоматической регулировки усиления (АРУ)

Назначение APУ состоит в сжатии динамического диапазона входного сигнала (достигающего значений 80-100 дБ) до 3-5 дБ на выходе додетекторного тракта радиоприемника. Это необходимо для исключения амплитудных искажений, возникающих при перегрузке радиоприемного тракта. В частности, система APУ стабилизирует коэффициент передачи дискриминатора в рассмотренных системах радиоавтоматики, т.е. исключает зависимость этого коэффицента от амплитуды радиосигнала на входе приемника. Эта операция носит название нормировки.

Различают системы АРУ "вперед" и "назад" (рис. 10.11).

В системе АРУ "вперед " выходное напряжение нерегулируемых каскадов НК после детектирования поступает через фильтр нижних частот ФНЧ на последующие регулируемые каскады РК, коэффициент усиления которых изменяется в соответствии с напряжением регулировки  $U_{pee}$  (уменьшается при увеличении  $U_{pee}$ ). Подбором зависимости коэффициента усиления от  $U_{pee}$  добиваются стабилизации выходного напряжения радиоприемника на определенном уровне. Это система без обратной связи со всеми присущими данному принципу регулирования недостатками.

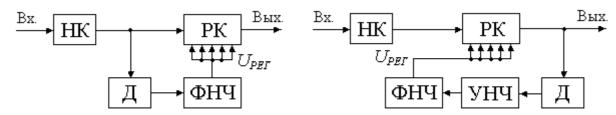


Рис. 10.11. Структурные схемы систем АРУ

В системе АРУ "назад" выходное напряжение после усиления в нерегулируемых и регулируемых каскадах, детектирования и последующего усиления поступает через фильтр нижних частот обратно для регулировки коэффициента усиления предшествующих (регулируемых) каскадов. С ростом напряжения  $U_{pez}$  коэффициент усиления уменьшается. Это система с обратной связью. Особенность ее состоит в том, что эффект регулирования достигается в ней за счет изменения параметра — коэффициента усиления.

# 10.5. Структурная схема обобщенной (типовой) системы радиоавтоматики

Сопоставление функциональных и структурных схем рассмотренных систем радиоавтоматики показывает, что они имеют много общего. Это естественно, так как во всех радиотехнических следящих системах производится слежение за тем или иным параметром радиосигнала. Аналогия процессов регулирования, протекающих в системах радиоавтоматики, позволяет составить структурную схему обобщенной радиотехнической следящей системы (рис. 10.12).

В этой схеме приняты следующие обозначения : g(t) — управляющее входное воздействие, которым является отслеживаемый параметр радиосигнала или его отклонение от номинального значения ; y(t) — управляемая величина или ее отклонение от номинального значения ; e(t) — ошибка слежения ; x(t) — сдвиг ошибки слежения ;  $e_1(t)$  — рассогласование или приведенная ошибка слежения, равная сумме  $e_1(t) + x(t)$  ;  $F(e_1)$  — дискриминационная характеристика ;  $\xi(t)$  — флуктуационное напряжение на выходе дискриминатора ;  $\eta(t)$  — внутренние возмущения в системе ;  $W_1(p)$  ,  $W_2(p)$  — операторы передачи линейной части системы.

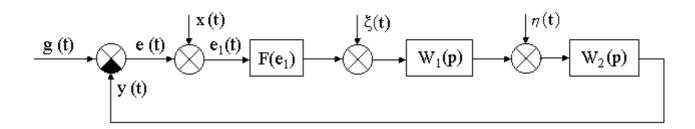


Рис. 10.12. Структурная схема типовой системы радиоавтоматики

#### Контрольные вопросы

- 1. В чем заключаются отличия системы ФАПЧ от системы АПЧ?
- 2. Какие меры для повышения помехоустойчивости принимаются в системах слежения за временным положением сигнала?
- 3. Какое преобразование сигналов и за счет чего оно осуществляется в амплитудно-фазовых детекторах угломерной следящей системы?
- 4. Имеется ли что-либо общее (принципиальное, функциональное, схемное) в рассмотренных системах АПЧ, ФАПЧ, АСД, АСН?
- 5. Какая из рассмотренных здесь систем АРУ обладает более высокой точностью работы и почему?

### 11. Импульсные системы радиоавтоматики

Импульсная система может быть представлена в виде соединения импульсного элемента ИЭ и непрерывной части НЧС.

На рис.11.1,а изображена схема системы с ИЭ на входе и в цепи обратной связи, а на рис.11.1,б – схема с ИЭ в прямой цепи системы. Легко заметить, что при одинаковых характеристиках ИЭ и НЧС эти системы идентичны по своим динамическим свойствам, так как через их непрерывные части проходит одинаковый дискретный сигнал рассогласования  $\varepsilon^*(t)$ . Однако более простой является вторая схема, и поэтому применять её удобнее.

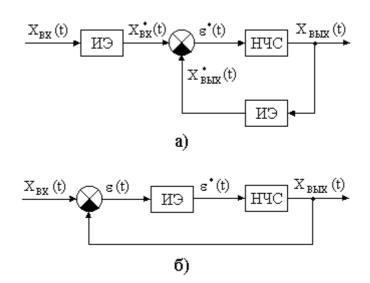


Рис.11.1. Схемы замкнутых импульсных систем

Рассмотрим подробнее импульсный элемент. Он преобразует непрерывный сигнал в последовательность модулированных импульсов. Основными параметрами последовательности импульсов являются:

А – высота, или амплитуда импульсов;

γТ – ширина, или длительность импульсов;

Т – расстояние между импульсами, или период повторения;

S(t) – форма импульса.

В зависимости от вида модуляции, т.е. от того, какой из параметров импульса изменяется в соответствии со входным модулирующим сигналом, импульсные элементы подразделяются на элементы с АИМ, ВИМ и ШИМ.

Функция, устанавливающая связь между модулируемым параметром и соответствующими значениями входной переменной, называется статической характеристикой импульсного элемента. Эта характеристика может быть линейной или нелинейной. Импульсный элемент с линейной (линеаризуемой) характеристикой является линейным элементом, а с нелинейной — нелинейным.

Закон изменения представляющего параметра импульса или последовательности импульсов во времени называется сигналом. Сигналы в импульсных схемах описываются дискретными функциями времени.

В реальных системах встречаются все перечисленные выше типы импульсных элементов. Однако расчётные схемы автоматических систем обычно содержат эквивалентные импульсные элементы с АИМ. Импульсный элемент с АИМ характеризуется крутизной статической характеристики, частотой повторения  $\Omega$  или периодом дискретности T, длительностью  $\gamma T$  и формой импульсов.

С целью облегчения исследования автоматических систем их реальные импульсные элементы заменяют последовательным соединением простейшего импульсного элемента ПИЭ и формирующего элемента ФЭ (рис.11.2).

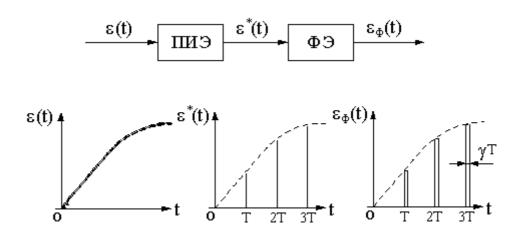


Рис.11.2. Схема соединения простейшего импульсного элемента с формирующим элементом и временные диаграммы сигналов

Простейший импульсный элемент преобразует непрерывный входной сигнал в кратковременные импульсы, площади которых пропорциональны значениям входной величины в дискретные моменты времени. Эти импульсы

можно представить в виде дельта-функции  $S\delta(t)$  с соответствующими значениями их площади S. Следовательно, ПИЭ можно рассматривать как импульсный модулятор с несущей в виде последовательности единичных импульсов – дельта-функций (рис.11.3).

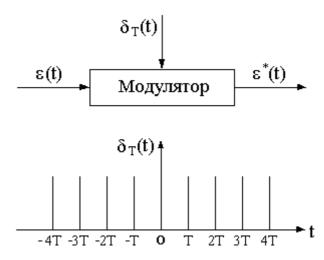


Рис.11.3. Схема простейшего импульсного элемента как модулятора δ-функции

Эта последовательность единичных импульсов описывается выражением

$$\delta_{T}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT). \tag{1}$$

Такое представление импульсного элемента является удобным с точки зрения математического описания процессов. Формирующий элемент должен обеспечивать получение реальных импульсов на выходе ИЭ.

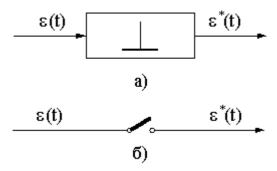


Рис.11.4. Изображение ПИЭ на структурных схемах

На структурных схемах ПИЭ изображаются в виде прямоугольника (рис. 11.4,a) или ключа (рис.11.4,б). В дальнейшем будем применять второе изображение.

На выходе простейшего импульсного элемента получается сигнал

$$\varepsilon^*(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon(nT)\delta(t - nT).$$
 (2)

Формирующий элемент характеризуется тем, что его реакция на дельтафункции совпадает по своей форме с импульсами на выходе реального импульсного элемента. Следовательно, критерием подобия реального импульсного элемента исследуемой системы и его расчётной схемы (рис.11.2) является аналогичность параметров и формы их выходных импульсов.

Как же описать математически свойства формирующего элемента и системы в целом? Динамические свойства формирующего элемента будут известными, если мы найдём его передаточную функцию.

Известно, что реакция системы (звена) на воздействие типа дельтафункции называется импульсной переходной функцией, или функцией веса. Поэтому реакция формирующего элемента на дельта-функцию есть его функция веса. Она должна быть тождественной форме реального импульса на выходе импульсного элемента при единичном входном сигнале. Значит, форма импульса на выходе реального импульсного элемента S(t) представляет собой функцию веса формирующего элемента  $w_{\phi}(t)$ . Передаточная функция формирующего элемента является изображением в смысле Лапласа от функции веса  $w_{\phi}(t)$ :

$$W_{\Phi}(p) = L[w_{\Phi}(t)]. \tag{3}$$

В качестве примера определим передаточную функцию формирующего элемента, на выходе которого импульсы должны иметь прямоугольную форму, а их длительность равна  $\gamma T$  (рис.11.2). Функция веса  $w_{\phi}(t)$  формирующего элемента в данном случае представляет собой прямоугольный импульс (рис.11.5).

Её можно представить как сумму двух сдвинутых во времени на  $\gamma T$  и имеющих различные значения ступенчатых функций:

$$W_{\Phi}(t) = I(t) - I(t - \gamma T)$$
. (4)

Изображение по Лапласу единичной ступенчатой функции:

$$L[1(t)] = \frac{1}{p} , \qquad (5)$$

а изображение единичной смещённой ступенчатой функции:

$$L[1(t-\gamma T)] = \frac{1}{p}e^{-\gamma Tp}.$$
 (6)

Следовательно, искомая передаточная функция формирующего элемента:

$$W_{\Phi}(p) = L[w(t)] = \frac{1}{p} - \frac{1}{p}e^{-\gamma Tp} = \frac{1 - e^{-\gamma Tp}}{p} . \tag{7}$$

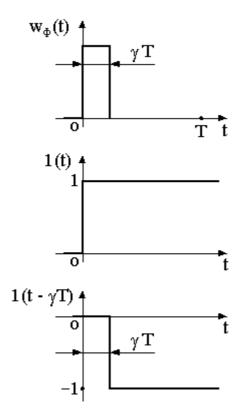


Рис.11.5. К формированию прямоугольного импульса

Для прямоугольного импульса, который имеет длительность, равную периоду дискретности T, передаточная функция определяется из формулы (7) при  $\gamma=1$ :

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1 - e^{-Tp}}{p} \ . \tag{8}$$

Обычно коэффициент усиления импульсного элемента относят к формирующему элементу, считая, что коэффициент простейшего импульсного элемента равен 1. Тогда в формулах (7) и (8) появляется сомножитель  $k_{\rm M}$ .

Формирующий элемент, передаточная функция которого определяется выражением (8), называется фиксатором. Реакция фиксатора  $\varepsilon_{\phi}(t)$  на модулированную последовательность кратковременных импульсов ( $\delta$ -функций)  $\varepsilon^*(t)$  показана на рис.11.6.

Как видно из рисунка, фиксатор запоминает величину площади каждого кратковременного импульса на период дискретности T, т.е. до прихода следующего импульса.

Во многих практических случаях на выходах реальных импульсных элементов перед непрерывной частью системы применяют фиксаторы . Фиксатор по существу является преобразователем дискретных данных в непрерывные, так как он позволяет приближённо решить задачу преобразования импульсного сигнала  $\epsilon^*(t)$  в непрерывный сигнал  $\epsilon_{\varphi}(t)$ .

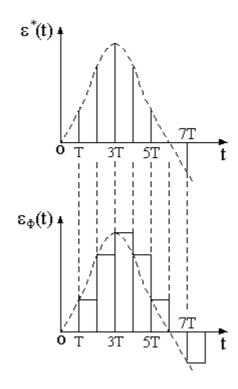


Рис.11.6. К реакции фиксатора на кратковременные импульсы

Структурная схема импульсного элемента с фиксатором отображает динамические свойства особой части импульсной автоматической системы с учётом коэффициента усиления  $k_{\mu}$  и периода повторения T (рис.11.7).

$$E(p)$$
  $E^*(p)$   $E_{\Phi}(p)$   $E_{\Phi}(p)$ 

Рис.11.7. Структурная схема импульсного элемента с фиксатором

Структурная схема импульсной системы с единичной обратной связью изображена на рис.11.8. Она построена в соответствии с рис.11.7. Формирующий элемент и непрерывная часть системы соединены последовательно и образуют приведённую непрерывную часть системы ПНЧ с передаточной функцией:

$$W(p) = \frac{X_{BbIX}(p)}{E^*(p)} = W_{\Phi}(p)W_H(p),$$
 (9)

где  $E^*(p)$  – изображение сигнала  $\varepsilon^*(t)$  в смысле дискретного преобразования Лапласа.

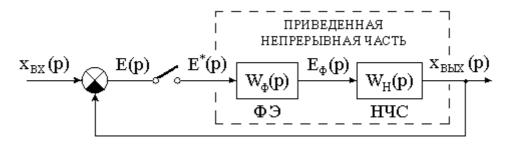


Рис.11.8. Структурная схема импульсно-непрерывной автоматической системы

Упрощённая структурная схема импульсно-непрерывной системы, включающая простейший импульсный элемент, ПНЧ и обратную связь, полностью отображает динамические свойства импульсной автоматической системы (рис.11.9).

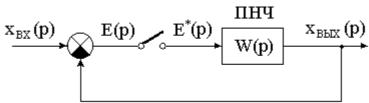


Рис.11.9. Упрощенная структурная схема импульсно-непрерывной системы

Трудности практического порядка заключаются в том, что в системе есть дискретные и непрерывные сигналы, а передаточная функция W(p), как видно из формул (7) и (8), является дискретно-непрерывной функцией аргумента p. Таблицы дискретно-непрерывного преобразования Лапласа пока не созданы. В связи с этим на практике широкое применение получил математический аппарат дискретного преобразования Лапласа и одна из его разновидностей Z-преобразование.

Переход к дискретному преобразованию Лапласа применительно к рис.11.9 означает, что мы будем находить реакцию на выходе системы не в виде непрерывной функции  $x_{sыx}(t)$ , а в виде дискретной функции  $x_{six}^*(t)$ . Затем, в случае необходимости, с помощью модифицированного преобразования можно найти и функцию  $x_{six}(t)$ .

Итак, переходим к краткому математическому описанию импульсных сигналов.

#### Контрольные вопросы

- 1. Каково назначение в импульсных системах радиоавтоматики импульсного элемента ?
  - 2. Что такое статическая характеристика импульсного элемента?

- 3. Что представляют собой простейший импульсный элемент и формирующий элемент?
  - 4. Как определяется передаточная функция формирующего элемента?
- 5. Что представляет собой приведенная непрерывная часть импульсной системы радиоавтоматики ?

#### 12. Понятие о дискретных функциях и разностных уравнениях

Сигналы в импульсных системах могут быть представлены в виде дискретных функций времени, т. е. функций, значения которых определены только для дискретных значений аргумента t=nT. Между этими значениями независимой переменной дискретная функция равна нулю.

Дискретную функцию можно образовать из любой непрерывной функции, если принять во внимание только ее дискретные значения в равностоящие друг от друга моменты времени (рис.12.1). Эти ординаты называют дискретами.

Дискретную функцию будем обозначать символом x (nT), где T-период дискретности; n — любое целое число. Для того чтобы получить функцию x(nT) по заданной непрерывной функции x(t), в последней необходимо заменить t на nT.

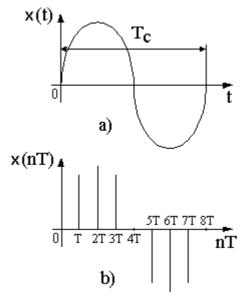


Рис.12.1. Непрерывная (а) и дискретная (b) функции

Примеры непрерывных функций и соответствующих им дискретных функций приведены ниже.

#### Дискретная функция

x(t)	x(nT)
l(t)	I(nT)
At	AnT
$At^2$	$A(nT)^2$ $e^{-a nT}$
$e^{-at}$	$e^{-a nT}$
$\sin \omega_{\rm c} t$	$\sin \omega_c nT$

Заметим, что дискретная функция не является однозначной: ей могут соответствовать различные непрерывные или разрывные функции, если только их ординаты в моменты времени t=nT равны значениям функции x(nT). Для устранения этой неоднозначности в рассмотрение вводят смещенные дискретные функции, позволяющие «просматривать» процессы внутри периодов дискретности T.

Иногда оказывается удобным перейти к относительному масштабу времени  $\overline{t} = \frac{t}{T}$  . При этом интервал между дискретами становится равным единице.

Как известно, скорость изменения непрерывной функции определяется ее первой производной. Скорость изменения дискретной функции x(nT) характеризуется ее первой разностью, деленной на период дискретности T. Следовательно, аналогом дифференциалов для дискретных функций являются разности, а интегралов — суммы.

Первая разность, или разность первого порядка, дискретной функции x(nT)  $\Delta x(nT) = x(nT+T) - x(nT)$  также является дискретной функцией времени.

Вторая разность, или разность второго порядка, определяется как первая разность от первой разности:

$$\Delta^2 x(nT) = x(nT+T) - x(nT),$$

или 
$$\Delta^2 x(nT) = x(nT+2T) - 2x(nT+T) + x(nT).$$

Разность k – го порядка 
$$\Delta^k x(nT) = \Delta^{k-l} x(nT+T) - \Delta^{k-l} x(nT)$$
.

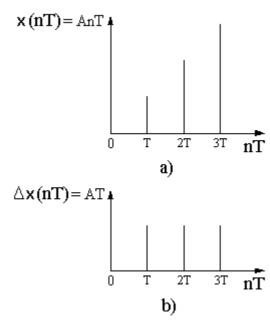


Рис.12.2. Дискретная функция (a) и ее первая разность (b)

Рассмотрим пример. Дана дискретная функция x(nT) = AnT (рис.12.2). Ее первая разность  $\Delta x(nT) = A(nT+T) - AnT = AT$  является единичной ступенчатой дискретной функцией. Вторая и высшие разности этой функции равны нулю.

Часто на практике вычисляют запаздывающую разность, которую легче получить техническими средствами:

$$\nabla x(nT) = x(nT) - x(nT-T) = \Delta x(nT)e^{-pT}$$
.

Известно, что исследование динамики непрерывных систем основано на составлении и решении дифференциальных уравнений. Динамические процессы в дискретных автоматических системах описываются разностными уравнениями, или уравнениями в конечных разностях. Линейное неоднородное разностное уравнение с постоянными коэффициентами имеет следующий вид:

$$c_{m}\Delta^{m}x_{eblx}(nT) + c_{m-1}\Delta^{m-1}x_{eblx}(nT) + \dots + c_{I}\Delta x_{eblx}(nT) + c_{0}x_{eblx}(nT) = b_{0}x_{ex}(nT) + b_{I}\Delta x_{ex}(nT) + \dots + b_{k-1}\Delta^{k-1}x_{ex}(nT) + b_{k}\Delta^{k}x_{ex}(nT),$$

где  $x_{ex}(nT)$  – известная дискретная функция (задающее воздействие);  $x_{ebix}(nT)$  – дискретная функция, определяемая уравнением (решение);  $\Delta$  - разности I-x порядков;  $b_i$  и  $c_i$  – постоянные коэффициенты.

#### Контрольные вопросы

- 1. Что такое дискретная функция времени?
- 2. Что является аналогами дифференциалов и интегралов при использовании дискретных функций времени?
- 3. Чем описываются динамические процессы в дискретных системах радиоавтоматики?

#### 13. Дискретное преобразование Лапласа и Z – преобразование

Удобным для решения разностных уравнений является операционный метод, основанный на дискретном преобразовании Лапласа, которое представляет собой обобщение обычного преобразования Лапласа на дискретные функции (сигналы).

Обычное прямое преобразование

$$X(p) = L[x(t)] = \int_{0}^{t} x(t)e^{-pt}dt , \qquad (10)$$

где x(t) — непрерывная функция — оригинал, X(p) — изображение.

Как известно, импульсный сигнал на выходе простейшего импульсного элемента можно представить в виде промодулированной последовательности дельта-функций:

$$x^*(t) = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT)\delta(t-nT).$$
(11)

Таким образом, каждая ордината дискретной функции представляет собой  $\delta$ -функцию, площадь которой определяется функцией X(nT). Только в этом существует формальное различие между функциями  $X^*(t)$  и X(nT). Но без него невозможно ввести понятия, связанные с изображениями дискретных сигналов.

Изображение сигнала  $x^*(t)$  в смысле дискретного преобразования Лапласа определяется по формуле

$$X^{*}(p) = D[x^{*}(t)] = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT)e^{-pnT},$$
 (12)

где  $x^*(t)$  – оригинал;  $X^*(p)$  – изображение.

Как видно из этой формулы, дискретное преобразование устанавливает функциональную связь между дискретными функциями (сигналами) и их изображениями. Нетрудно заметить аналогию между выражениями (10) и (12). Интегралу с бесконечным пределом соответствует бесконечная сумма, непрерывному аргументу t — дискретный аргумент nT, а непрерывной функции x(t) — дискретная функция x(nT). По существу выражение (12) есть сумма изображений всех  $\delta$  - функций, входящих в формулу (11). Под знак суммы необходимо ставить соответствующую дискретную функцию x(nT).

Очень удобным на практике оказалось Z – преобразование, которое получается из дискретного преобразования Лапласа путем подстановки  $z=e^{pT}$ :

$$X(z) = Z[x(nT)] = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT)z^{-n} , \qquad (13)$$

где x(nT) — оригинал; X(z) — изображение в смысле Z- преобразования.

Рассмотрим два примера определения изображений дискретных функций.

1. Требуется определить изображение единичной ступенчатой дискретной функции x(nT)=1(nT).

В соответствии с формулой (11) имеем

$$X^*(p) = \sum_{n=0}^{\infty} 1(nT)e^{-pnT} = 1 + e^{-pt} + e^{-2pt} + e^{-3pt} + \dots = 0$$

$$= \frac{1}{1 - e^{-pT}} = \frac{e^{pT}}{e^{pT} - 1};$$

Z-преобразование этой функции  $X(z) = \frac{z}{z-1}$ .

2. Дана экспоненциальная функция  $x(nT) = e^{anT}$ . Найдем ее изображение :

$$X^*(p) = \sum_{n=0}^{\infty} e^{anT} e^{-pnT} = \frac{1}{1 - e^{-pT} e^{aT}} = \frac{e^{pT}}{e^{pT} - e^{aT}},$$

$$X(z) = Z[e^{anT}] = \frac{z}{z - e^{aT}}.$$

В справочной литературе по автоматике содержатся обширные таблицы дискретного преобразования Лапласа и Z – преобразования. В таблице приведены изображения часто встречающихся функций.

*Таблица* Изображение часто встречающихся функций времени

X(t)	X(p)	X(nT)	X(z)
$\delta(t)$	1	$\delta(nT)$	1
$\delta(t-kT)$	$e^{-kTp}$	$\delta(nT-kT)$	$z^{-k}$
1( <i>t</i> )	$\frac{1}{p}$	1( <i>nT</i> )	$\frac{z}{z-1}$
t	$\overline{p^2}$	nT	$\frac{T^2}{(z-1)^2}$
$\frac{t^2}{2}$	$\frac{1}{p^3}$	$\frac{(nT)^2}{2}$	$\frac{T^2}{2} \times \frac{z(z+1)}{(z-1)^2}$
$e^{-\alpha t}$	$\frac{1}{p+\alpha}$	$e^{-\alpha nT}$	$\frac{z}{z-e}$
$e^{\alpha t}$	$\frac{1}{p-\alpha}$	$e^{\alpha nT}$	$\frac{z}{z-e}$
$1-e^{-\alpha t}$	$\frac{\alpha}{p(p+\alpha)}$	$1-e^{-\alpha nT}$	$\frac{(1-e^{-\alpha t})z}{(z-1)(z-e^{-\alpha T})}$

Итак, изображения дискретных функций являются функциями  $e^{pT}$ , а не p, как это имеет место в обычном преобразовании Лапласа. В связи с этим возникла необходимость перехода к аргументу  $z=e^{pT}$ , который является периодической функцией частоты. Поэтому дискретные изображения и частотные спектры дискретных функций также являются периодическими функциями частоты с периодом  $2\pi$ .

## Контрольные вопросы

- 1. Чем отличается дискретное преобразование Лапласа от обычного преобразования Лапласа?
  - 2. Как получаются Z-изображения функций времени?
- 3. Что дает разработчику или исследователю автоматических систем использование обычного и дискретного преобразований Лапласа и Z-преобразования?

#### 14. Передаточные функции импульсных автоматических систем

Структурные представления и передаточные функции составляют основу для инженерных расчетов импульсных автоматических систем. Они позволяют в значительной степени облегчить решение задач исследования.

Для исследования динамических свойств системы в первую очередь необходимо определить ее передаточные функции, которые, как известно, устанавливают зависимость между входным воздействием и реакцией системы (звена). Обычно в рассмотрение вводят, как и при исследовании непрерывных систем, следующие передаточные функции: передаточную функцию разомкнутой импульсной системы и передаточную функцию ошибки.

Передаточной функцией разомкнутой импульсной системы называется отношение изображений в смысле дискретного преобразования Лапласа выходного и входного импульсных сигналов при нулевых начальных условиях:

$$W^*(p) = \frac{X_{\beta blX}^*(p)}{E^*(p)}.$$

Аналогично определяется эта передаточная функция в смысле Z – преобразования:

$$W(z) = \frac{X_{Bblx}(z)}{E(z)}.$$

Основная задача состоит в том, чтобы определить передаточную функцию W(z) по известной передаточной функции приведенной непрерывной части системы W(p). Эту задачу решают в следующей последовательности:

1. По передаточной функции W(p) в результате применения обратного преобразования Лапласа находят функцию веса ПНЧ:

$$w(t) = L^{-1} \big[ W(p) \big]$$

- 2. По функции веса ПНЧ w(t) определяют аналитическое выражение для соответствующей дискретной функции веса w(nT).
  - 3. Искомую передаточную функцию W(z) получают как Z преобразование дискретной функции веса ПНЧ:

$$W(z) = Z[w(nT)]$$

Основная передаточная функция замкнутой импульсной системы позволяет вычислить реакцию замкнутой системы  $x_{\rm sux}(nT)$  на задающее воздействие  $x_{\rm ex}(nT)$ . Ее определяют, как и в непрерывных системах, в соответствии с уравнением замыкания через дискретную передаточную функцию разомкнутой системы:

$$\Phi(z) = \frac{x_{\theta bl}x(z)}{x_{\theta x}(z)} = \frac{W(z)}{1 + W(z)}.$$
(14)

Передаточную функцию замкнутой системы всегда можно представить в виде отношения двух полиномов относительно переменной z:

$$\Phi(z) = \frac{b_k z^k + b_{k-1} z^{k-1} + \dots + b_1 z + b_0}{c_m z^m + c_{m-1} z^{m-1} + \dots + c_1 z^{m-1} + c_0}.$$
 (15)

Запишем это выражение в развернутом виде :

$$(c_m z^m + \dots + c_1 z + c_0) X_{\text{gar}}(z) = (b_k z^k + \dots + b_1 z + b_0) X_{\text{gx}}(z).$$
 (16)

Левая часть этого уравнения (в скобках) представляет собой характеристический полином замкнутой импульсной системы M(z).

В результате перехода от изображений к оригиналам в формуле (16) легко получить соответствующее разностное уравнение системы:

$$c_m X_{eblx}(nT+mT) + \dots + c_1 X_{eblx}(nT+T) + c_0 X_{eblx}(nT) = b_k X_{ex}(nT+kT) + \dots + b_1 X_{ex}(nT+T) + b_0 X_{ex}(nT).$$

Аналогично можно получить разностное уравнение разомкнутой системы по передаточной функции W(z).

Передаточная функция ошибки определяется через передаточную функцию разомкнутой системы по формуле

$$\Phi_{\mathcal{E}}(z) = \frac{E(z)}{X_{\mathcal{E}_{X}}(z)} = \frac{1}{1 + W(z)}$$
(17)

Зная задающее воздействие и эту передаточную функцию, можно оценить динамическую точность импульсной системы — найти дискретную функцию ошибки  $\varepsilon(nT)$ .

Рассмотрим конкретный пример определения передаточных функций импульсной системы. Определим передаточные функции системы, структурная схема которой изображена на рис.14.1.

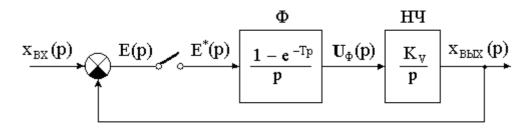


Рис.14.1. Структурная схема импульсной системы

Как видно из рисунка, в прямой цепи системы имеется простейший импульсный элемент (фиксатор) и непрерывная часть (интегрирующее звено).

Передаточная функция приведенной непрерывной части:

$$W(p) = \frac{X_{BblX}(p)}{E^*(p)} = W_{c}(p)W_{H}(p) = k_{V} \frac{1 - e^{-pT}}{p^2}.$$

Дискретную передаточную функцию разомкнутой системы находим в соответствии с методикой, изложенной выше:

$$W(z) = \frac{X_{Bblx}(z)}{E(z)} = k_{V} \frac{z-1}{z} Z \left[ \frac{1}{p^2} \right] = \frac{k_{V}T}{z-1}$$
 (18)

Разностное уравнение разомкнутой системы определяем, в случае необходимости, непосредственно из формулы (18):

$$X_{Bblx}(nT+T) - X_{Bblx}(nT) = k_{V}T\varepsilon(nT)$$
.

Зная W(z), легко найти основную передаточную функцию замкнутой системы :

$$\Phi(z) = \frac{X_{BblX}(z)}{X_{BX}(z)} = \frac{W(z)}{1 + W(z)} = \frac{k_{V}T}{z + (k_{V}T - 1)}$$
(19)

и передаточную функцию ошибки:

$$\Phi_{\mathcal{E}}(z) = \frac{E(z)}{X_{\mathcal{E}_{\mathcal{X}}}(z)} = \frac{1}{1 + W(z)} = \frac{z - 1}{z + (k_{\mathcal{V}}T - 1)}$$
 (20)

Динамические процессы в замкнутой импульсной системе описываются следующим разностным уравнением, полученным из формулы (19) путем перехода к оригиналам:

$$X_{\boldsymbol{\theta}\boldsymbol{b}\boldsymbol{l}\boldsymbol{X}}(nT+T) + (k_{\mathbf{V}}T-1)X_{\boldsymbol{\theta}\boldsymbol{b}\boldsymbol{l}\boldsymbol{X}}(nT) = k_{\mathbf{V}}TX_{\boldsymbol{\theta}\boldsymbol{X}}(nT) \ .$$

#### Контрольные вопросы

- 1. Какие передаточные функции обычно используют при исследовании импульсных систем радиоавтоматики и почему?
- 2. Как определяют передаточную функцию замкнутой импульсной системы?

3. Как определяется дискретная передаточная функция ошибки и для чего она используется?

#### 15. Оценка устойчивости импульсной автоматической системы

Необходимым условием работоспособности импульсной системы является ее устойчивость. Известные из предыдущих бесед основные определения устойчивости непрерывных систем применимы и к импульсным системам, но с учетом ряда особенностей этих систем.

Обратимся к основной формулировке условия устойчивости : импульсная система устойчива, если ее собственное движение с течением времени затухает.

Как уже отмечалось, на практике часто ограничиваются определением дискретной функции  $X_{BLIX}(nT)$  на выходе системы. Это решение можно получить, например, из формулы (17) в виде суммы свободной и вынужденной составляющих:

$$X_{eblX}(nT) = X_{c}(nT) + X_{e}(nT)$$

Таким образом, условие устойчивости системы следует записать так:

$$\lim_{n \to \infty} x_{\mathcal{C}}(nT) = 0 .$$

Оценку устойчивости импульсной системы, как и непрерывной, обычно производят на основании исследования характеристического уравнения замкнутой системы, получаемого из формулы (16):

$$M(z) = c_m z^m + c_{m-1} z^{m-1} + \dots + c_1 z + c_0.$$
 (21)

Это алгебраическое уравнение имеет m корней  $z_i$  на плоскости z. Однако, поскольку переменная z появилась в связи с подстановкой  $z=e^{p_it}$ , то каждый корень  $z_i$  связан с корнями  $p_i$  на плоскости p зависимостью  $z_I=e^{p_it}$ .

Легко заметить, что нулевому корню, например  $p_I$  = 0, соответствует корень  $z_i$ = 1, а корням  $p_i$  с отрицательными вещественными частями соответствуют корни :  $\left|z_i\right| < 1$  .

Теперь можно дать формулировку математического условия устойчивости: импульсная автоматическая система устойчива, если все корни ее характеристического уравнения (21) лежат внутри круга единичного радиуса, построенного в начале координат комплексной плоскости z (рис.15.1, точки  $z_1$ ,  $z_2$ ,  $z_3$ ,  $z_4$ ,  $z_5$ ).

Если хотя бы один из корней лежит на окружности с радиусом R=1, то система находится на границе устойчивости (рис. 15.1, точка  $z_6$ ).

При наличии корней  $|z_i| > 1$  система неустойчива (рис. 15.1, точка  $z_7$ ).

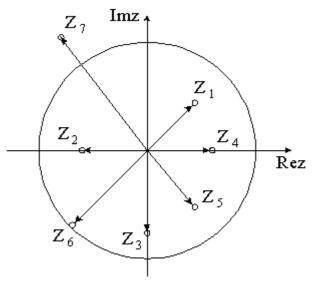


Рис. 15.1. Комплексная плоскость Z

Определение корней характеристического уравнения (21) при  $m \ge 3$  сопряжено с известными трудностями. Поэтому на практике находят применение косвенные оценки — критерии качества, позволяющие оценивать устойчивость импульсных систем без определения корней.

К импульсным системам применим любой из известных критериев устойчивости непрерывных систем. Однако для этого предварительно необходимо произвести билинейное преобразование полинома M(z) в полином  $M(\omega)$  по формуле

$$z = \frac{1+\omega}{1-\omega} \ . \tag{22}$$

Такое преобразование позволяет отобразить единичный круг плоскости Z (рис. 15.1) в левую часть комплексной плоскости p, аналогичную области устойчивости непрерывных систем на плоскости p.

К характеристическому уравнению  $M(\omega) = 0$ , которое также имеет порядок m, применимы алгебраические критерии устойчивости И. А. Вышнеградского и Гурвица. Оценим устойчивость двух конкретных систем.

Пример 1. Импульсная система первого порядка имеет характеристическое уравнение

$$M(z) = c_1 z + c_0 = 0 .$$

После подстановки (22) получим

$$M(\omega) = c_1 \frac{1+\omega}{1-\omega} + c_0 = 0$$

или

$$(c_1 - c_0)\omega + (c_1 + c_0) = 0.$$

Система первого порядка устойчива, если коэффициенты ее характеристического уравнения положительны:

$$(c_1 - c_0) > 0,$$
  
 $(c_1 + c_0) > 0.$ 

Исследуем устойчивость импульсной системы с передаточной функцией (19) (рис.14.1).

Характеристические уравнения этой системы

$$\begin{split} M(z) &= z + (k_{_{\mathbf{V}}}T - 1),\\ M(\omega) &= \omega(2 - k_{_{\mathbf{V}}}T) + k_{_{\mathbf{V}}}T = 0. \end{split}$$

Отсюда получаем два условия устойчивости:

$$k_{\mathbf{V}}T > 0,$$
$$k_{\mathbf{V}}T < 2.$$

Второе условие раскрывает важное свойство изучаемого класса систем: устойчивость импульсной системы зависит не только от общего коэффициента передачи в разомкнутом состоянии  $k_v$ , как это имеет место и в непрерывных системах, но и от периода дискретности T: чем больше T, тем труднее обеспечить устойчивость системы, при неизменном  $k_v$ .

Пример 2. Характеристическое уравнение импульсной системы второго порядка

$$M(z) = c_2 z^2 + c_1 z + c_0 = 0.$$

После перехода к переменной ω получаем

$$M(\omega) = (c_2 - c_1 + c_0)\omega^2 + (2c_2 - 2c_0)\omega + (c_2 + c_1 + c_0) = 0.$$

Система устойчива, если коэффициенты ее характеристического уравнения положительны:

$$(c_2 - c_1 + c_0) > 0,$$
  
 $c_2 - c_0 > 0,$   
 $c_2 + c_1 + c_0 > 0.$ 

Эти три неравенства позволяют оценить устойчивость импульсной системы.

Исследование устойчивости систем третьего и более высоких порядков производят с помощью критерия Гурвица.

#### Контрольные вопросы

- 1. Как формулируется условие устойчивости импульсной системы?
- 2. Какое математическое выражение служит исходным для оценки устойчивости импульсной системы?
- 3. В чем заключается практический метод определения устойчивости импульсной системы?

#### 16. Качество процессов в линейных импульсных системах

Основные показатели качества процессов в импульсных системах такие же, как и в непрерывных автоматических системах: время регулирования  $t_p$ , величина перерегулирования  $\sigma$  и число перерегулирований n (показатели качества переходного процесса); точность работы систем в установившихся режимах.

В чем же особенности исследования качества импульсных автоматических систем?

Оценку показателей качества переходного процесса производят по импульсной переходной функции системы h(nT) — реакции на единичную ступенчатую дискретную функцию  $X_{gx}(nT) = 1(nT)$ .

Изображение реакции системы в смысле Z-преобразования находят по формуле (14)

$$X_{BblX}(z) = X_{BX}(z) \times \Phi(z)$$
.

Так как изображение единичной дискретной функции

$$X_{ex}(z) = Z[1(nT)] = \frac{z}{z-1}$$
,

то изображение дискретной переходной функции импульсной системы

$$H(z) = Z[h(nT)] = \frac{z}{z-1}\Phi(z).$$

Как видно из этой формулы, изображение можно представить в общем случае в виде отношения двух полиномов.

Следовательно, для нахождения H(z) достаточно знать передаточную функцию замкнутой системы  $\Phi(z)$ .

Далее, необходимо по изображению найти оригинал h (nT), т. е. осуществить операцию обратного Z-преобразования. Эту задачу часто решают методом разложения функции в степенной ряд по отрицательным степеням z (делением полинома числителя на полином знаменателя). Коэффициенты полученного степенного ряда равны дискретным значениям импульсной переходной функции в моменты времени t=nT. Другой метод требует разложения H (z) на простые дроби.

Рассмотрим на примере методику оценки показателей качества переходных процессов импульсной системы, изображенной на рис.14.1, при различных значениях ее параметров  $k_{\rm v}$  и T. Изображение переходной функции системы с учетом формулы (19)

$$H(z) = \frac{z}{z-1} \Phi(z) = \frac{k_{\rm V} T_z}{z^2 + z(k_{\rm V} t - 2) + 1 - k_{\rm V} T}$$
.

1. При  $k_v T = 1,5$  изображение переходной функции системы

$$H(z) = \frac{1,5z}{z^2 - 0,5z - 0,5} \ .$$

В результате деления числителя на знаменатель находим:

$$H(z) = 1.5z^{-1} + 0.75z^{-2} + 1.125z^{-3} + 0.937z^{-4} + 1.03z^{-5} + ...$$

Коэффициенты степенного ряда определяют следующие значения дискретной переходной функции-оригинала:

$$h(0) = 0$$
,  $h(T) = 1,5$ ,  $h(2T) = 0,75$ ,  $h(3T) = 1,125$ ,  $h(4T) = 0,937$ ,  $h(5T) = 1,03$  и т.д.

График переходной функции для этого случая изображен на рис.16.1, а. Анализ графика позволяет определить показатели качества переходного процесса:  $t_p = 5$ T сек;  $\sigma = 50$ %; n = 4.

Очевидно, что для уменьшения величины перерегулирования необходимо уменьшать произведение  $k_{\rm v}T$ .

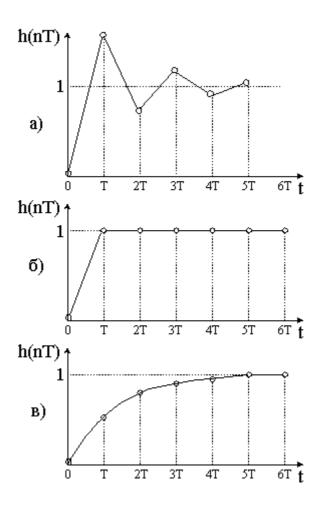


Рис.16.1. Переходные функции импульсной системы

2. При  $k_{\rm v} T$  = 1 изображение переходной функции системы

$$H(z) = \frac{1}{z-1} = z^{-1} + z^{-2} + z^{-3} + z^{-4} + \dots$$

Дискреты переходной функции:

$$h(0)=0$$
;  $h(T)=1$ ;  $h(2T)=1$ .

Из графика переходной функции, представленного на рис.16.1,б, видно, что при  $k_{\rm v}$  T=1 в системе имеет место оптимальный по быстродействию переходный процесс, так как он завершается за один период дискретности T без перерегулирования.

3. При  $k_{\rm v} T = 0,5$  имеем:

$$H(z) = \frac{0.5z}{z^2 - 1.5z + 0.5} = 0.5z^{-1} + 0.75z^{-2} + 0.875z^{-3} + 0.938z^{-4} + \dots$$

Отсюда находим:

$$h(0) = 0$$
;  $h(T) = 0.5$ ;  $h(2T) = 0.75$ ;  $h(3T) = 0.875$ ; ...

График этой функции, изображенный на рис. 16.1, в, близок к экспоненте. Время регулирования в этом случае  $t_p = 5$ Тсек.

Проведенный анализ позволяет сделать важный вывод о том, что показатели качества переходного процесса импульсной системы существенно зависят от величины произведения коэффициента передачи  $k_{\rm v}$  на период дискретности T.

Точность импульсной системы оценивается величиной ошибки в установившихся режимах. Для расчета ошибки необходимо знать изображение задающего воздействия и передаточную функцию ошибки  $\Phi_{\varepsilon}(z)$ . Методика вычисления дискретной функции  $\varepsilon$  (nT) аналогична изложенной выше.

#### Контрольные вопросы

- 1. Какими показателями оценивается качество работы дискретных автоматических систем?
- 2. Как определяется дискретная переходная функция импульсной системы?
- 3. Каким способом можно для импульсной системы определить величину ошибки в установившемся режиме?

## 17. Цифровые системы радиоавтоматики

Системы автоматического управления, в состав которых входят цифровые вычислительные устройства, называются цифровыми САУ. Они применяются во многих областях техники, в том числе в радиотехнике, позволяют создавать сложные многоканальные комплексы дистанционного управления.

Рассмотрим работу цифровой следящей системы (ЦСС), в которой отрабатывающий (выходной) вал должен копировать угол поворота входного вала, т.е. чтобы  $\alpha_{\text{вых}}(t) = \alpha_{\text{вх}}(t)$ . Функциональная схема ЦСС приведена на рис.17.1, где 3 У - 3адающее устройство,  $\Pi \text{B} \text{Ч} - \text{преобразователь}$  вал-число, ЦВМ — цифровая вычислительная машина, ЦД — цифровой дискриминатор,  $\Pi \text{Ч} \text{Н} - \text{преобразователь}$  число-напряжение (цифро-аналоговый преобразователь — ЦАП), У - усилитель, ИД - исполнительный двигатель с редуктором, ОУ - объект управления, НЧС - непрерывная (аналоговая) часть системы.

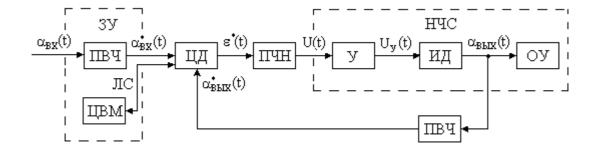


Рис.17.1. Функциональная схема цифровой следящей системы

Цифровая информация  $\alpha^*_{\text{вх}}(t)$  поступает на вход ЦД по линии связи (ЛС) от ПВЧ совместно с сигналами синхронизации от ЦВМ.

Цифровой дискриминатор является измерительным элементом системы. Он обычно состоит из арифметического устройства, регистра рассогласования и группы ключей. Количество разрядов числа, отображающего рассогласование (на выходе ЦД), обычно меньше количества разрядов входных чисел.

На входы ЦД периодически поступают последовательным кодом в виде двоичных чисел задающее воздействие  $\alpha^*_{\text{вх}}(t)$  и регулируемая (управляемая) величина  $\alpha^*_{\text{вых}}(t)$ . На сумматоре производится операция вычитания. Результирующая величина представляет собой рассогласование

$$\varepsilon^*(t) = \alpha_{\theta X}^*(t) - \alpha_{\theta h IX}^*(t) . \tag{23}$$

При этом положительное рассогласование получается в прямом двоичном коде, а отрицательное — в дополнительном коде. Далее величина рассогласования записывается в регистр и параллельным кодом подаётся на схему преобразователя число-напряжение.

Преобразователь число-напряжение по существу является выходным каскадом цифрового дискриминатора, выполняющим роль фиксатора. Он преобразует рассогласование из цифрового кода в напряжение u(t), которое является управляющим для непрерывной части системы — усилителя и исполнительного двигателя. Под действием этого сигнала двигатель приводит в движение рабочий механизм объекта управления. С выходным валом системы связан кодирующий диск ПВЧ, включённого в цепь обратной связи. Он преобразует угол поворота  $\alpha_{\rm вых}(t)$  в двоичные числа. Синхронную работу цифровой части следящей системы обеспечивает блок управления, запуск которого производится устройством управления ЦВМ.

Заметим, что один цифровой дискриминатор может обеспечить работу нескольких следящих систем. При этом период дискретности каждой системы увеличивается и может составлять 0,1-0,01 сек.

Из изложенного выше видно, что в цифровой части ЦСС действуют сигналы, квантованные по времени и уровню. При большом количестве уровней квантования (большом числе разрядов двоичных чисел) эта система по своим динамическим свойствам близка к импульсной системе, в которой происходит лишь квантование по времени. В этом случае структурная схема цифрового дискриминатора подобна схеме временного различителя автодальномера.

#### Контрольные вопросы

- 1. Какая автоматическая система управления называется цифровой?
- 2. Из каких функциональных устройств состоит цифровая следящая система?
  - 3. Что представляет собой цифровой дискриминатор?

#### 18. Цифровая фильтрация

Цифровой фильтр — это устройство, осуществляющее преобразование одного дискретного сигнала  $x_n$  в другой дискретный сигнал  $y_n$ , причем сами сигналы  $x_n$  и  $y_n$  представляют собой двоичные цифровые коды.

В общем случае выходной сигнал цифрового фильтра в момент времени t=nT определяется значением входного сигнала в тот же момент времени, а также значениями входных и выходных сигналов в предшествующие моменты времени :

$$y_n = f(x_n, x_{n-1}, ..., x_{n-m}, y_{n-1}, ..., y_{n-k})$$
 (24)

Если эта зависимость является линейной, то цифровой фильтр называется линейным, при этом выходная величина  $y_n$  определяется выражением

$$y_n = a_0 x_n + a_1 x_{n-1} + \dots + a_m x_{n-m} - b_1 y_{n-1} - \dots - b_k y_{n-k}.$$
 (25)

Линейный дискретный фильтр обычно описывают с помощью передаточной функции, под которой понимают отношение Z- преобразования выходной величины к Z- преобразованию входной величины :

$$W_{\partial}^{*}(z) = Y^{*}(z) / X^{*}(z). \tag{26}$$

Выражение для передаточной функции можно получить из уравнения (25), если обе его части подвергнуть операции Z- преобразования. Принимая во внимание, что

$$Z\{x_{n-1}\} = z^{-1}X^*(z) u Z\{y_{n-1}\} = z^{-1}Y^*(z)$$
, получаем

$$W_{II}^{*}(z) = (a_0 + a_1 z^{-l} + ... + a_m z^{-m})/(b_0 + b_1 z^{-l} + ... + b_l z^{-l}).$$
 (27)

Из выражения (27) видно, что в общем случае передаточная функция линейного цифрового фильтра представляет собой отношение двух многочленов от z.

При построении цифровых фильтров существенным является вопрос их физической реализации, т.е. вопрос о том, любая ли передаточная функция вида (27) может быть реализована в виде схемы, построенной из физически осуществимых элементов, либо она может быть запрограммирована для микропроцессорной реализации фильтра.

Из уравнения (25) видно, что для получения  $y_n$  необходимо выполнить следующие операции :

1. Получение сигналов  $x_{n-1}$ , ...,  $x_{n-m}$ ,  $y_{n-1}$ , ...,  $y_{n-1}$ . Эти сигналы можно получить из  $x_n$  и  $y_n$ , используя элементы задержки на один период квантования (рис.18.1,а), в качестве которых могут служить запоминающие устройства. Последовательное включение нескольких ЗУ дает возможность задержать сигнал на произвольное число периодов квантования.

При микропроцессорной реализации цифровых фильтров для получения задержанных сигналов удобно использовать стек.

- 2. Умножение полученных на элементах задержки сигналов на постоянные коэффициенты  $a_k$  и  $b_k$  (рис.18.1,б).
- 3. Суммирование полученных сигналов, что может быть осуществлено программным путем или на сумматорах (рис.18.1,в).

Рис.18.1. Элементы цифровых фильтров а - задержки на период квантования; б - умножения на постоянный коэффициент; в – сложения

Очевидно, единственным ограничением физической реализации разностного уравнения (25) является невозможность получения какого-либо из слагаемых правой части по той причине, что соответствующее слагаемое еще не появилось и, следовательно, не может быть получено путем его запоминания с целью задержки на заданное число периодов квантования. Таким образом, цифровой фильтр может быть физически реализован, если в правую часть уравнения (25) входят только настоящие и прошлые значения входной величины, но не входят будущие значения.

Покажем вид передаточной функции физически неосуществимого цифрового фильтра. Для этого в правую часть уравнения (25) должно входить слагаемое вида  $Ax_{n+s}$ , соответствующее входной величине, которая будет получена через s шагов квантования. Очевидно, что z- преобразование величины z- преобразование величина z- преобразование z- преобразование величина z- преобразование z- преобразовани

$$W_{\mathcal{A}}^{*}(z) = (Az^{s} + a_{0} + a_{1}z^{-1} + ... + a_{m}z^{-m}) / (b_{0} + b_{1}z^{-1} + ... + b_{1}z^{-1}).$$
(28)

В качестве нормальной формы записи передаточной функции обычно принимают форму, при которой многочлены в числителе и знаменателе содержат только отрицательные степени z. Для приведения к нормальной форме разделим числитель и знаменатель передаточной функции (28) на  $z^s$ :

$$W_{\mathcal{A}}^{*}(z) = (A + a_{0}z^{-s} + a_{1}z^{-(s+1)} + ... + a_{m}z^{-(s+m)}) / (b_{0}z^{-s} + b_{1}z^{-(s+1)} + b_{1}z^{-(s+1)}).$$

$$(29)$$

Особенностью передаточной функции (29) является отсутствие в знаменателе свободного члена. Это и является признаком физической нереализуемости цифрового фильтра.

При представлении передаточной функции цифрового фильтра в виде отношения многочленов, содержащих только положительные степени z, признаком физически реализуемого фильтра является выполнение условия, что степень многочлена, стоящего в числителе передаточной функции, не должна превышать степени многочлена, стоящего в ее знаменателе.

Подведем итоги.

Наряду с автоматическими системами непрерывного действия все более широкое применение в различных областях техники находят дискретные системы. В этих системах применяется дискретное управление, при котором разность между требуемым и действительным значениями управляемой величины определяется лишь в течение коротких интервалов времени, разделенных паузами. Сигналы в дискретных системах описываются дискретными функциями времени.

Исследование динамики импульсных систем базируется на разностных уравнениях, дискретном преобразовании Лапласа и его разновидности— Z-преобразовании.

Применение цифровых вычислительных машин в сфере управления расширяет класс импульсных систем и повышает практический уровень методов исследования импульсных систем для производства. Речь идет о цифровых вычислительных машинах, включенных в контур управления. Здесь важно точно описать ЦВМ математически и получить единую систему разностных уравнений.

## Библиографический список

- 1. Первачев С.В. Радиоавтоматика : Учеб. для вузов .- М.: Радио и связь, 1982 .- 296 с.
- 2. Радиоавтоматика: Учеб. пособие для студ. вузов спец. "Радиотехника" / Под ред. В.А.Бесекерского .- М.: Высш. шк., 1985 .- 271 с.
- 3. Коновалов Г.Ф. Радиоавтоматика : Учеб. для вузов по спец. " Радиотехника " .- М.: Высш. шк. , 1990 .- 496 с.
- 4. Радиотехнические системы: Учеб. для вузов по спец. "Радио-техника" / Под ред. Ю.М.Казаринова .- М.: Высш. шк., 1990 .- 496 с.

#### Предметный указатель

#### Автоселектор временной 30

Годограф комплексного коэффициента передачи 17

Дискриминатор цифровой 63

Звено автоматической системы 7

- инерционное 8, 17
- линейное типовое 16

Коэффициент передачи операторный 8

– комплексный 11, 17, 18

#### Объект управления 4

Показатели качества процессов импульсной системы 59 Преобразование Лапласа 9, 50

- структурное 26
- Фурье 10
- – дискретное 50
- обратное 10
- прямое 10

Преобразователь аналого-цифровой 62

– цифро-аналоговый 62

Принцип регулирования по возмущению 5

— по отклонению 4

## Регулирование 4

Сигнал входной типовой 13

- импульсный 14
- линейно-нарастающий 14
- ступенчатый 14

Система автоматическая 4

- следящая угломерная 35
- -- импульсная 40
- типовая 7
- цифровая 62

#### Схема структурная автоматической системы 23

- функциональная системы АПЧ 24
- системы АСН 38
- системы ФАПЧ 30
- -- типовой системы радиоавтоматики 39

#### Таблица Z – преобразований 52

#### Управление 4

Уравнение разностное 49

характеристическое импульсной системы 56
 Устойчивость системы 5

импульсной системы 56Устройство управляющее автоматическое 4

#### Фиксатор 44

Фильтр цифровой 64

Функция дискретная 47

- импульсная переходная 59
- переходная 15
- передаточная 10, 22
- импульсной системы 53
- ошибки 21
- соединения звеньев 21
- -- формирующего элемента 43

## Характеристика динамическая 8

- дискриминационная 24
- логарифмическая частотная 12
- пеленгационная 37
- регулировочная 30
- статическая 8
- частотная 11

#### Элемент автоматической системы 7

- импульсный 40
- корректирующий 5
- простейший импульсный 41
- сравнения 5
- формирующий 41, 43

Элементы цифровых фильтров 64

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	3
1. Основные понятия и определения	4
2. Классификация систем радиоавтоматики	
3. Типовые системы радиоавтоматики	
4. Математическое описание автоматических систем	7
4.1. Составление дифференциального уравнения элемента	
автоматической системы	. 8
4.2. Статические и динамические свойства элементов	8
4.3. Преобразование Лапласа	9
4.4. Преобразование Фурье	10
4.5. Передаточная функция	
4.6. Переход от передаточной функции к частотной	
характеристике	. 1
4.7. Логарифмические частотные характеристики	12
5. Типовые входные сигналы	. 1.
5.1. Ступенчатое входное воздействие	. 1.
5.2. Импульсное входное воздействие	1
5.3. Синусоидальное входное воздействие	. 14
5.4. Линейно-нарастающее входное воздействие	
5.5. Белый шум	. 1.
6. Переходная и импульсная переходная функции	
7. Типовые линейные звенья и их соединения	1
7.1. Усилительное звено	1
7.2. Инерционное звено	
7.3. Интегрирующее звено	13
7.4. Дифференцирующее звено	19
7.5. Звено чистого запаздывания	2
7.6. Передаточные функции соединений звеньев	2
7.7. Передаточная функция для возмущения	2
8. Переход от функциональной схемы системы РА к ее	
структурной схеме	2.
9. Правила структурных преобразований	2
9.1. Правило переноса точки съема	26
9.2. Правило переноса точки суммирования	27
10. Функциональные и структурные схемы систем	
радиоавтоматики	2
10.1. Система фазовой автоподстройки частоты	28
10.2. Системы слежения за временным положением	
импульсного сигнала (системы АСД)	. 30

10.3. Системы автоматического определения направления	
на источник радиоволн (системы АСН)	35
10.4. Системы автоматической регулировки усиления (АРУ)	38
10.5 Структурная схема обобщенной (типовой)	
системы радиоавтоматики	39
11. Импульсные системы радиоавтоматики	40
12.Понятие о дискретных функциях и разностных	
уравнениях	47
13. Дискретное преобразование Лапласа и Z-преобразование	50
14. Передаточные функции импульсных автоматических	
систем	53
15. Оценка устойчивости импульсной автоматической	
системы	56
16. Качество процессов в линейных импульсных системах	59
17. Цифровые системы радиоавтоматики	62
18. Цифровая фильтрация	64
Библиографический список	67
Предметный указатель	68

Олег Леонидович Соколов, Олег Саулович Голод, Александр Борисович Войцеховский

Радиоавтоматика: Письменные лекции

Сводный темплан 2003 г.

Лицензия ЛР № 020308 от 14.02.97

Редактор И.Н.Садчикова

Подписано в печать

Формат 60 х 84 1/16

Б.Кн.-журн.

Пл. 4,5

Б.л. 2,25

РТП РИО СЗТУ

Тираж 100

Заказ

Северо-Западный государственный заочный технический университет

РИО СЗТУ, член Издательско-полиграфической ассоциации вузов Санкт-Петербурга

191186, Санкт-Петербург, ул. Миллионная, 5