

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ВОЗДУШНОГО ТРАНСПОРТА
(РОСАВИАЦИЯ)

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ» (МГТУ ГА)

Кафедра технической эксплуатации
радиоэлектронного оборудования воздушного транспорта

Н.В. Гевак

АВТОМАТИКА И УПРАВЛЕНИЕ

Учебное пособие

*Утверждено редакционно-
издательским советом МГТУ ГА
в качестве учебного пособия*

Москва
ИД Академии Жуковского
2021

УДК 681.5
ББК 6Ф6.5
Г27

Печатается по решению редакционно-издательского совета
Московского государственного технического университета ГА

Рецензенты:

Болелов Э.А. (МГТУ ГА) – канд. техн. наук, доцент;
Воскобоев В.Ф. (ФГБВОУ ВО «Академия гражданской защиты МЧС России») –
д-р техн. наук, профессор

Гевак Н.В.

Г27 Автоматика и управление [Текст] : учебное пособие / Н.В. Гевак. – М. :
ИД Академии Жуковского, 2021. – 80 с.

ISBN 978-5-907275-93-5

Данное учебное пособие издается в соответствии с рабочей программой по дисциплине «Автоматика и управление» по учебному плану специальности 10.05.02 «Информационная безопасность телекоммуникационных систем» для всех форм обучения.

В учебном пособии «Автоматика и управление» рассматриваются вопросы теории автоматического управления, общих принципов построения и методов исследования систем автоматического управления (САУ), применяемых в авиационных радиотехнических системах и в сфере управления транспортом. Материал учебного пособия полностью обеспечивает теоретическую часть дисциплины «Автоматика и управление».

Рассмотрено и одобрено на заседаниях кафедры 03.12.2020 г. и методического совета 03.12.2020 г.

УДК 681.5

ББК 6Ф6.5

Св. тем. план 2021 г.
поз. 28

ГЕВАК Николай Владимирович
АВТОМАТИКА И УПРАВЛЕНИЕ

Учебное пособие

В авторской редакции

Подписано в печать 19.05.2021 г.

Формат 60x84/16 Печ. л. 5 Усл. печ. л. 4,65

Заказ № 747/0330-УП01 Тираж 30 экз.

Московский государственный технический университет ГА
125993, Москва, Кронштадтский бульвар, д. 20

Издательский дом Академии имени Н. Е. Жуковского

125167, Москва, 8-го Марта 4-я ул., д. 6А

Тел.: (495) 973-45-68 E-mail: zakaz@itsbook.ru

ISBN 978-5-907275-93-5

© Московский государственный технический
университет гражданской авиации, 2021

Содержание

Список принятых сокращений	4
Раздел 1. Основы теории автоматического управления	5
1 Принципы построения САУ, методы математического описания элементов САУ	5
2 Анализ устойчивости линейных непрерывных стационарных САУ	19
3 Качество процессов в линейных САУ при детерминированных и случайных входных воздействиях	26
4 Дискретные САУ, методы их описания и анализа.	37
5 Нелинейные режимы работы САУ и методы их анализа	45
Раздел 2. Автоматика радиотехнических устройств	51
6 Особенности построения и режимы работы радиотехнических САУ ..	51
7 Системы слежения за временным положением импульсного сигнала, за частотой и фазой колебаний, угломерные следящие системы	56
8 Система автоматической регулировки усиления	67
9 Цифровые радиотехнические следящие системы	76
Список использованных источников	80

Список принятых сокращений

АПЧ	–	автоматическая подстройка частоты
АРУ	–	автоматическая регулировка усиления
АСН	–	системы автоматического слежения за направлением
ДН	–	диаграмма направленности
ЛАХ	–	логарифмическая амплитудная характеристика
ЛФХ	–	логарифмическая фазовая характеристика
ЛЧХ	–	логарифмическая частотная характеристика
ОУ	–	объект управления
РАС	–	радиоэлектронная автоматическая система
РЛС	–	радиолокационная станция
РПУ	–	радиоприемное устройство
РСН	–	равносигнальное направление
САУ	–	система автоматического управления
СРА	–	системы радиоавтоматики
ССЗ	–	система слежения за задержкой
УД	–	угловой дискриминатор
УУ	–	устройство управления (управляющее устройство)
ФАП (ФАПЧ)	–	фазовая автоподстройка (частоты)
ЧАП (ЧАПЧ)	–	частотная автоподстройка (частоты)

Раздел 1. Основы теории автоматического управления

1 Принципы построения САУ, методы математического описания элементов САУ

1.1 Основные понятия и определения

Научной основой автоматизации является кибернетика (от др.-греч. *κυβερνητική* «искусство управления») – наука об общих закономерностях получения, хранения, преобразования и передачи информации в сложных управляющих системах, будь то машины, живые организмы или общество. Общие законы управления и связи в машинах изучаются технической кибернетикой. Составной частью технической кибернетики является автоматика – отрасль науки, охватывающая теорию автоматического управления, а также принципы построения автоматических систем образующих их технических средств. Основная задача автоматики состоит в построении наилучших, в определенных смыслах, систем управления (задача синтеза), а также в исследовании свойств этих систем (задача анализа).

Всякий процесс управления предполагает наличие цели управления, объекта управления и управляющего им устройства.

Цель управления – результат, который должен быть получен в процессе управления или по его окончанию.

Объект управления (ОУ) – устройство, реализующее технический процесс при специально организованном управлении, которым может быть достигнута цель управления.

Управляющее устройство (УУ) – устройство, осуществляющее воздействие на объект управления для достижения определенной цели управления. Как правило, это совокупность устройств, включающих в себя измерительные, усилительные и преобразовательные устройства и исполнительные устройства.

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

Регулирование является частным случаем управления, при котором обеспечивается стабилизация одной или нескольких физических величин относительно заданных значений.

Объект управления и управляющее устройство, находящиеся во взаимодействии друг с другом, образуют **систему управления**. Такая система будет автоматической, если управление в ней осуществляется *без непосредственного участия человека*.

В современных радиотехнических устройствах различного назначения и системах радиоуправления широко применяются автоматические системы, которые называют радиоэлектронными автоматическими системами (РАС) или системами радиоавтоматики. Обобщенная структурная схема **системы автоматического управления (САУ)** приведена на рис. 1.

В представленной автоматической системе информация о состоянии объекта управления через измерительное устройство поступает на вход управляющего устройства. Такие системы носят название систем с обратной связью или *замкнутых систем*. Если такая информация не поступает на вход управляющего устройства, то автоматическая система будет *разомкнутой*. Состояние объекта в каждый момент времени характеризуется n переменными x_1, \dots, x_n , называемыми *координатами состояния*. Их удобно считать координатами n -мерного вектора состояния $x = \{x_1, \dots, x_n\}$.

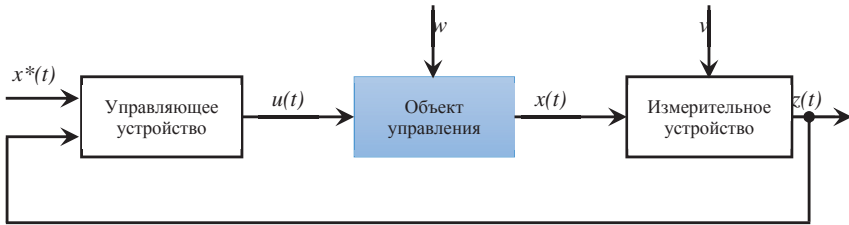


Рисунок 1 – Структурная схема автоматической системы управления

Измерительное устройство выдает информацию о состоянии объекта. Если на основании *вектора измерения* $z(t)$ могут быть найдены значения всех координат состояния x , то система будет *полностью наблюдаемой*; если некоторые из координат $x(t_i)$ не могут быть найдены при известном значении вектора измерения $z(t)$, то система будет *не полностью наблюдаемой*. Управляющее устройство вырабатывает управляющее воздействие $u(t)$. Таких управляющих воздействий может быть несколько, поэтому полагаем, что $u(t)$ является r -мерной векторной величиной $u(t) = \{u_1(t), \dots, u_r(t)\}$. На вход управляющего устройства поступает *задающее воздействие* x^* , которое содержит информацию о том, каково должно быть состояние объекта – так называемое «желаемое» состояние объекта.

На объект управления может поступать возмущающее воздействие w , представляющее нагрузку или помеху. Измерение координат объекта измерительным устройством может проводиться с некоторыми случайными погрешностями v , называемыми *шумами измерения*. Задачей управляющего устройства является выработка такого управляющего воздействия $u(t)$, чтобы качество функционирования автоматической системы в целом было бы наилучшим в некотором смысле.

В зависимости от принципа формирования сигнала управления различают два основных вида систем радиоавтоматики: *разомкнутые* и *замкнутые*

Сущность принципа *разомкнутого управления* заключается в том, что алгоритм управления вырабатывается только на основе заданного алгоритма функционирования и не контролируется по другим факторам – возмущениями или выходными координатами процесса. Общая схема функционирования системы показана на рис. 2.

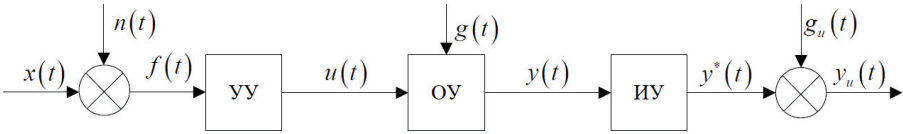


Рисунок 2 – Функциональная схема разомкнутой САУ

Здесь используются следующие обозначения: $n(t)$ – помехи, действующие на систему, $x(t)$ – входное воздействие, $f(t) = n(t) + x(t)$ – управляющее воздействие, представленное аддитивной смесью входного воздействия и помех, $u(t)$ – сигнал управления, $g(t)$ – возмущающее воздействие, учитывающее влияние внешних факторов, $y(t)$ – выходной сигнал объекта управления, ИУ – измерительное устройство, измеряющее выходной сигнал и связанное с объектом управления, $g_u(t)$ – ошибки, возникающие из-за измерения, $y_u(t)$ – выходной сигнал системы.

В данной системе сигнал управления зависит только от управляющего воздействия:

$$u(t) = f\{x(t), n(t)\} \quad (1)$$

В таких системах радиоавтоматики обеспечивается заранее заданная функциональная связь между управляющим воздействием и выходным сигналом. Несмотря на очевидные недостатки, этот принцип используют очень широко. Элементы, представляемые разомкнутой цепью, входят в состав любой системы, поэтому принцип представляется настолько простым, что его не всегда выделяют как один из фундаментальных принципов. К элементам разомкнутого типа можно отнести и многие счетно-решающие элементы, выполняющие операции дифференцирования, интегрирования и формирования разных дифференциально-интегральных операторов.

В *замкнутых системах* или в системах с обратной связью сигнал управления формируется на основании измерения управляющего воздействия и выходного сигнала:

$$u(t) = f\{x(t), n(t), y_u(t)\}. \quad (2)$$

Выражения (1) и (2) называют алгоритмами или законами управления систем радиоавтоматики.

На рис. 3 приведена функциональная схема замкнутой системы радиоавтоматики.

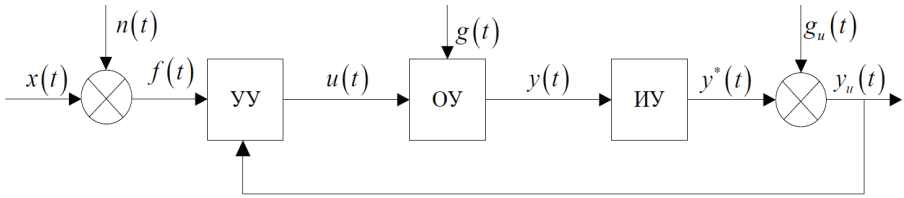


Рисунок 3 – Функциональная схема замкнутой системы радиоавтоматики

За счёт обратной связи влияние на качество работы замкнутых систем радиоавтоматики помех и нестабильности устройств в значительной степени компенсируется.

Также в радиотехнических устройствах большое распространение получили системы, в которых сигнал управления $u(t)$ формируется по измеренному отклонению выходного сигнала от управляющего воздействия $f(t)$ и системы, работающей по принципу компенсации возмущающих воздействий [1, с.4].

1.2 Классификация систем автоматического управления

Системы радиоавтоматики, как правило, классифицируют по следующим основным признакам:

а) по параметру радиосигнала:

- по фазе – системы фазовой автоподстройки;
- по частоте – системы частотной автоподстройки;
- по временному положению сигнала – системы временной автоподстройки;
- по направлению прихода радиосигнала – системы угловой автоподстройки;

б) по характеру уравнения, описывающего процесс управления:

- непрерывные или дискретные;
- линейные или нелинейные;
- стационарные (с постоянными параметрами) или нестационарные (с переменными параметрами);

в) по поведению в условиях априорной неопределённости статистических характеристик задающего воздействия и помех:

- минимаксные;
- адаптивные;
- инвариантные.

Классификация систем радиоавтоматики в виде схемы представлена на рис. 4.

В теории управления широко используются понятия: *динамический элемент, динамическая система, динамические характеристики, свойства элемента*, системы. Своим происхождением они обязаны тому, что движение материальных тел под действием приложенных к ним сил изучается динамикой

(от греч. *dynamos* – сила), а первые автоматические регуляторы применялись в механических системах.

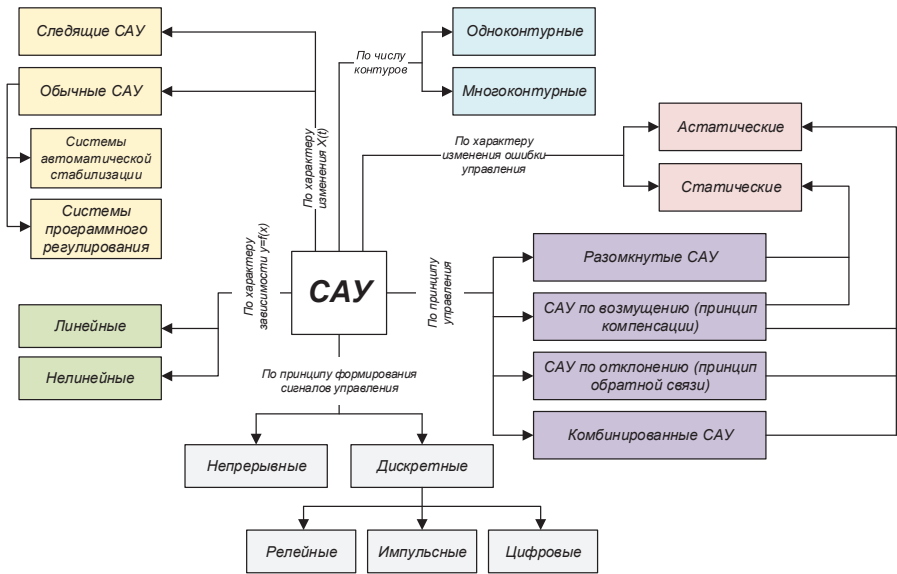


Рисунок 4 – Классификация САУ

Различают детерминированные и стохастические системы. При однозначном соответствии между реализациями входной и выходной величин динамический элемент называется *детерминированным* – каждому элементу $x(t)$ из множества X входных сигналов ставится в соответствие единственный, вполне определенный элемент $y(t)$ из множества Y выходных сигналов. Если определенной входной реализации соответствует некоторое множество выходных реализаций, то динамический элемент называется *стохастическим*.

Среди детерминированных элементов различают *линейные* и *нелинейные*. Динамический элемент называют *линейным*, если для него справедлив принцип *суперпозиции*. В противном случае элемент является нелинейным. Система, содержащая хотя бы один *нелинейный элемент*, является *нелинейной*.

Различают стационарные и нестационарные динамические элементы. Стационарный элемент не меняет своих свойств по преобразованию сигналов во времени. Сдвиг входного воздействия стационарного элемента во времени приведет к такому же сдвигу выходной реакции. Наличие в системе нестационарных элементов делает её нестационарной в целом.

В зависимости от характера изменения входных и выходных величин динамических элементов во времени системы подразделяются на *непрерывные* и *дискретные* (прерывистые).

Различают *инерционные* и *безынерционные* динамические элементы. В безынерционных элементах значение выходной величины в любой момент времени зависит только от значения входной величины в этот же момент времени. В инерционных элементах значение выходной величины в данный момент времени зависит не только от входной величины в этот момент времени, но и от значений входной величины в предшествующие моменты времени. Инерционные и безынерционные элементы иногда называют элементами с памятью и без памяти соответственно.

В динамических элементах *направленного действия* воздействие передается в одном направлении – от входа к выходу и нет обратного воздействия на предыдущие элементы. Свойства динамических элементов направленного действия не зависят от того, рассматривается данный элемент отдельно или включенным в автоматическую систему, состоящую из элементов направленного действия. Представление РАС как совокупности динамических элементов направленного действия создает значительные удобства при её описании.

Динамические элементы направленного действия принято называть *динамическими звеньями*. Динамическое звено – идеализация реальных элементов, в действительности элементы оказывают друг на друга хотя бы незначительное влияние.

1.3 Типовые системы радиоавтоматики

На практике наиболее часто используются следующие типы систем радиоавтоматики:

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 ФАПЧ). 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 ФАПЧ 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.

1.4 Математическое описание САУ

Процессы в системах радиоавтоматики описываются линейными дифференциальными уравнениями вида:

$$a_n y^{(n)}(t) + a_{n-1} y^{(n-1)}(t) + \dots + a_0 y(t) = b_m x^{(m)}(t) + \dots + b_0 x(t), \quad (3)$$

где левая часть уравнения описывает преобразование выходного сигнала объекта управления, а правая часть описывает преобразования входного воздействия.

Решение дифференциального уравнения (3) связано с вычислительными трудностями, а во многих случаях, например – в следящих системах, не может быть осуществлено, т.к. не известно управляющее воздействие.

Для исследования систем радиоавтоматики используются следующие основные характеристики, которые будут рассмотрены ниже: передаточная функция, переходная и импульсная переходная функции, комплексный коэффициент передачи, частотная характеристика.

1.4.1 Передаточная функция

Преобразованием Лапласа [2, с. 190] называется функциональное преобразование вида

$$L[f(t)] = F(p) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-pt} dt \quad (4)$$

Функция $f(t)$ называется оригиналом, а $F(p)$ – изображением.

Применим к (3) преобразование Лапласа, получим:

$$D(p)Y(p) = N(p)X(p) + M_n(p), \quad (5)$$

где

$$D(p) = a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0; \quad N(p) = b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_0;$$

$Y(p)$ - преобразование Лапласа для выходного сигнала системы;

$X(p)$ - преобразование Лапласа для входного сигнала;

M_n - многочлен, отображающий начальные условия.

Введём обозначения:

$$W(p) = \frac{N(p)}{D(p)}; \quad W_n(p) = \frac{M_n(p)}{D(p)}.$$

Тогда:

$$Y(p) = W(p)X(p) + W_n(p).$$

Функция $W(p)$ характеризует динамические свойства системы радиоавтоматики, она не зависит от управляющего воздействия и полностью определяется параметрами системы a_i и b_i . Эту функцию называют *передаточной*. При нулевых начальных условиях получим

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0}. \quad (6)$$

В справочниках и учебниках приводятся таблицы соответствия оригинала и изображения для простейших функций.

1.4.2 Переходная и импульсная переходная характеристики

Переходная характеристика есть реакция динамического элемента на воздействие в виде единичной ступенчатой функции.

Пусть $x(t) = 1(t)$ – единичный сигнал, действующий на систему радиоавтоматики, т.е. сигнал, описываемый функцией следующего вида:

$$1(t) = \begin{cases} 0, & \text{при } t < 0 \\ 1, & \text{при } t \geq 0 \end{cases} \quad (7)$$

Изображение для такой функции – $1/p$.

В этом случае: $Y(p) = \frac{W(p)}{p}$ – преобразование Лапласа для выходного сигнала системы, а

$$h(t) = L^{-1} \left[\frac{W(p)}{p} \right] \quad (8)$$

искомая переходная функция.

Переходный процесс, возникающий в системе радиоавтоматики при действии импульса в виде δ -функции, называют импульсной переходной характеристикой (импульсная переходная функция, весовая функция, импульсная характеристика).

Пусть $x(t) = \delta(t)$ – сигнал вида δ -функции, удовлетворяющий условиям:

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

Изображение δ -функции есть единица.

Тогда $Y(p) = W(p)$ – преобразование Лапласа для выходного сигнала системы, а

$$g(t) = L^{-1}(W(p)) \quad (9)$$

искомая импульсная характеристика.

1.4.3 Частотные характеристики систем радиоавтоматики

Наряду с временными характеристиками (переходная характеристика) для описания свойств динамических элементов используются частотные характеристики. Частотные характеристики описывают свойства динамических элементов при передаче гармонических воздействий.

Для получения частотной характеристики можно воспользоваться мнемоническим правилом: частотная характеристика получается из передаточной функции при подстановке в последнюю комплексной переменной ju :

$$W(ju) = W(p) \Big|_{p=ju}.$$

Частотную характеристику можно представить в виде действительной и мнимой части:

$$W(ju) = P(u) + jQ(u)$$

где:

$$|W(ju)| = \sqrt{P^2(u) + Q^2(u)} - \text{амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)},$$

$$\varphi(u) = \arctg \frac{Q(u)}{P(u)} - \text{фаза-частотная характеристика (ФЧХ)},$$

Для анализа и синтеза динамических систем часто используют логарифмические амплитудно-частотные характеристики

$$L(u) = 20 \lg |W(ju)|.$$

1.5 Типовые линейные динамические звенья

Типовые динамические звенья – это минимально необходимый набор звеньев для описания системы управления произвольного вида. Как правило, передаточные функции типовых динамических звеньев описываются уравнениям не выше второго порядка. К типовым звеньям относятся:

- пропорциональное звено;
- апериодическое звено I-ого порядка (II-ого порядка);
- колебательное звено;
- интегрирующее звено;
- идеальное дифференцирующее звено;
- форсирующее звено I-ого порядка (II-ого порядка);
- звено с чистым запаздыванием.

Более подробно с типовыми динамическими звеньями можно ознакомиться в [3, с. 42]. В пособии рассмотрим только некоторые из них.

1.5.1 Пропорциональное звено

Пропорциональным (усилительным) звеном называется звено, описываемое уравнением $y(t) = kx(t)$.

Примеры: потенциометр, полупроводниковый усилитель, делители тока и напряжения, рычажные, зубчатые механические передачи.

Передаточная функция: $W(p) = k$, где k - коэффициент передачи звена.

Амплитудно-частотная характеристика: $|W(jw)| = k$.

Переходная характеристика: $h(t) = k \cdot 1(t)$.

1.5.2 Аperiodическое звено I-го порядка

Аperiodическим звеном I-го порядка называется звено, описываемое уравнением

$$T \cdot \frac{dy}{dt} + y = k \cdot x$$

Примеры: чувствительные элементы многих измерительных приборов (датчиков), RC (LC) – цепочка.

Передаточная функция $W(p) = \frac{k}{1 + pT}$.

Частотная характеристика $W(jw) = \frac{k}{1 + jwT}$.

Амплитудно-частотная характеристика: $|W(jw)| = \frac{k}{\sqrt{1 + w^2 T^2}}$.

Фазо-частотная характеристика $\varphi(w) = -\arctg(wT)$.

Переходная характеристика $h(t) = k \cdot \left[1(t) - e^{-\frac{t}{T}} \right]$.

1.5.3 Интегрирующее звено

Интегрирующим звеном называется звено, описываемое уравнением

$$y(t) = k \cdot \int_0^t x(\tau) d\tau$$

Примеры: усилитель постоянного тока с большим коэффициентом усиления, в цепь обратной связи которого включён конденсатор.

Передаточная функция $W(p) = \frac{k}{p}$.

Амплитудно-частотная характеристика: $|W(jw)| = \frac{k}{w}$.

Фазо-частотная характеристика $\varphi(w) = -\frac{\pi}{2}$.

Переходная характеристика: $h(t) = k \cdot t \cdot 1(t)$.

1.5.4 Колебательное звено

Колебательным называется звено, описываемое уравнением

$$T^2 \frac{d^2}{dt^2} y + 2\xi T \frac{d}{dt} y + y = kx$$

Пример: контур, состоящий из индуктивной катушки, резистора и конденсатора; электроизмерительные механизмы.

Передаточная функция: $W(p) = \frac{k}{p^2 T^2 + 2\xi p T + 1}$, где ξ - относительный коэффициент затухания.

Амплитудно-частотная характеристика: $|W(jw)| = \frac{k}{\sqrt{(1-w^2 T^2)^2 + 4\xi^2 T^2 w^2}}$.

Фазо-частотная характеристика $\varphi(w) = -\arctg \frac{2\xi w T}{1-w^2 T^2}$.

Переходная характеристика: $h(t) = k \left[1(t) - e^{-\frac{\xi}{T} t} \left(\frac{\xi}{b} \sin \frac{b}{T} t + \cos \frac{b}{T} t \right) \right]$, где $b = \sqrt{1-\xi^2}$.

1.5.5 Идеальное дифференцирующее звено

Идеальным дифференцирующим динамическим звеном называют звено, описываемое уравнением

$$y(t) = K \frac{d}{dt} x(t)$$

Дифференцирующее звено характеризуется тем, что выходная величина пропорциональна скорости изменения входной величины.

Передаточная функция: $W(p) = kp$.

Амплитудно-частотная характеристика: $|W(j\omega)| = k\omega$.

Фазо-частотная характеристика: $\varphi(\omega) = \pi/2$.

Переходная характеристика: $h(t) = k\delta(t)$.

1.6 Правила преобразования структурных схем

1.6.1 Последовательное соединение типовых звеньев

В системах радиоавтоматики встречаются три вида соединений звеньев: последовательное, параллельное и соединение звеньев по схеме с обратной связью.

Структурная схема последовательного соединения звеньев приведена на рис. 5.

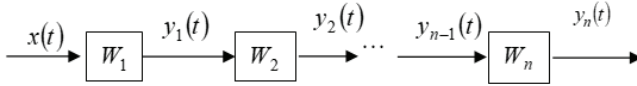


Рисунок 5 – Последовательное соединение типовых звеньев

По определению передаточной функции $W_1(p) = \frac{Y_1(p)}{X(p)}$; $W_2(p) = \frac{Y_2(p)}{Y_1(p)}$; ...; $W_n(p) = \frac{Y_n(p)}{Y_{n-1}(p)}$. Следовательно, передаточная функция системы будет являться произведением передаточных функций звеньев:

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = W_1(p)W_2(p) \cdot \dots \cdot W_n(p)$$

Частотная характеристика последовательно соединённых звеньев:

$$W(jw) = W_1(jw)W_2(jw) \cdot \dots \cdot W_n(jw) = |W(jw)|e^{j\varphi(w)},$$

где $|W(jw)| = |W_1(jw)||W_2(jw)| \cdot \dots \cdot |W_n(jw)|$, $\varphi(w) = \varphi_1(w) + \varphi_2(w) + \dots + \varphi_n(w)$.

Логарифмическая АЧХ звеньев, соединённых последовательно:

$$L(w) = L_1(w) + L_2(w) + \dots + L_n(w)$$

1.6.2 Параллельное соединение звеньев

На вход приёмника при таком соединении звеньев подаётся один и тот же сигнал, а выходные сигналы суммируются. Структурная схема такого соединения звеньев приведена на рисунке 6.

Так как

$$Y_1(p) = W_1(p)X(p),$$

$$Y_2(p) = W_2(p)X(p),$$

.....

$$Y_n(p) = W_n(p)X(p),$$

то

$$Y(p) = (W_1(p) + W_2(p) + \dots + W_n(p))X(p)$$

Следовательно, передаточная функция параллельно соединённых звеньев равна сумме передаточных функций отдельных звеньев:

$$W(p) = \sum_{i=1}^n W_i(p),$$

а частотная характеристика

$$W(jw) = \sum_{i=1}^n W_i(jw) = P(w) + jQ(w),$$

где: $P(w) = \sum_{i=1}^n P_i(w)$ – вещественная частотная характеристика звеньев, соединённых параллельно, $Q(w) = \sum_{i=1}^n Q_i(w)$ – мнимая частотная характеристика.

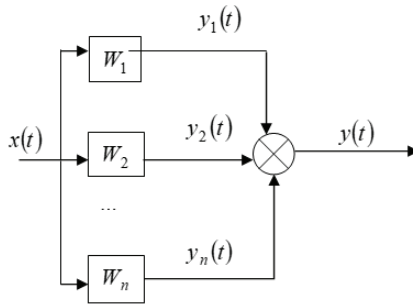


Рисунок 6 – Параллельное соединение типовых звеньев

Амплитудно-частотная характеристика $|W(jw)| = \sqrt{P^2(w) + Q^2(w)}$.

Фазо-частотная характеристика $\varphi(w) = \arctg \frac{Q(w)}{P(w)}$.

1.6.3 Соединение звеньев по схеме с обратной связью

Структурная схема такой системы приведена на рисунке 7.

На вход звена, охваченного обратной связью, подаётся сигнал рассогласования, для которого преобразование Лапласа имеет вид:

$$E(p) = X(p) \pm W_0(p)Y(p) \quad (10)$$

По определению передаточной функции

$$Y(p) = W_1(p)E(p) \quad (11)$$

Из (10) и (11) следует, что $E(p) = X(p) \pm W_0(p)W_1(p)E(p)$. Исключив $E(p)$ получим:

$$E(p)[1 \mp W_0(p)W_1(p)] = X(p)$$

$$Y(p) = \frac{W_1(p)}{1 \mp W_0(p)W_1(p)} X(p)$$

Следовательно, передаточная функция звеньев, соединённых по схеме с обратной связью равна:

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{W_1(p)}{1 + W_0(p)W_1(p)} \quad \text{— для случая отрицательной обратной связи,}$$

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{W_1(p)}{1 - W_0(p)W_1(p)} \quad \text{— для случая положительной обратной связи.}$$

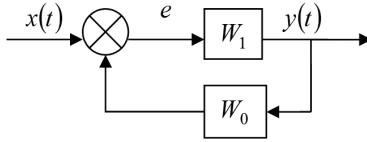


Рисунок 7 – Соединение звеньев по схеме с обратной связью

1.7 Правила структурных преобразований

1.7.1 Перенос узла суммирования через звено

При переносе узла суммирования (рис. 8) в зависимости от направления переноса сумматора преобразованная структурная схема принимает вид, представленный на рис. 9.

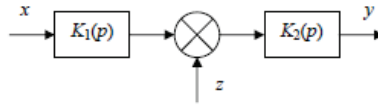


Рисунок 8 – К переносу узла суммирования

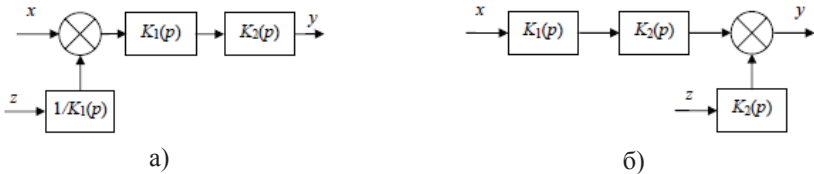


Рисунок 9 – Преобразованная схема

1.7.2 Перенос точки разветвления через звено

Данное преобразование иллюстрируется рисунком: переносу против хода сигнала соответствует схема на рис. 10 б), а по ходу сигнала – рис. 10 в).

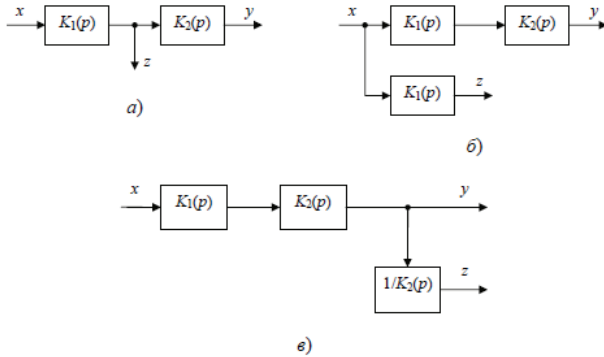


Рисунок 10 – Перенос точки разветвления через звено

Вопросы для самоконтроля

- 1 Какие элементы САУ являются основными?
- 2 По каким признакам классифицируются системы радиоавтоматики?
- 3 Что такое передаточная функция САУ и что она характеризует?
- 4 Какой входной сигнал используется для определения переходной характеристики?
- 5 Что такое «типовое линейное звено» радиоавтоматики?
- 6 Какие способы соединения типовых звеньев вы можете назвать?
- 7 Какие виды структурных преобразований схем вы можете назвать?

2 Анализ устойчивости линейных непрерывных стационарных САУ

2.1 Понятие устойчивости САУ. Необходимое условие устойчивости

Обязательным условием работоспособности любой автоматической системы является ее устойчивость. *Под устойчивостью* понимается свойство системы возвращаться к состоянию установившегося равновесия после устранения возмущения, которое вывело ее из этого состояния.

Устойчивость линейной системы определяется её характеристиками и не зависит от действующих воздействий. Процессы в замкнутых системах радиоавтоматики описываются дифференциальными уравнениями вида:

$$(1 + W_p(s))y(t) = W_p(s)x(t) \quad (12)$$

где s – оператор дифференцирования.

Решение уравнения состоит из двух составляющих:

$$y(t) = y_e(t) + y_n(t),$$

где $y_e(t)$ – решение неоднородного уравнения (частное решение неоднородного уравнения), $y_n(t)$ – переходная составляющая решения (решение однородного линейного дифференциального уравнения).

Найдём корни характеристического уравнения (характер свободного движения системы):

$$1 + W_p(s) = 0, \quad (13)$$

а решение будем искать в виде:

$$y_n(t) = \sum_{i=1}^n C_i e^{\lambda_i t}, \quad (14)$$

где λ_i – корни характеристического уравнения, C_i – постоянные интегрирования.

Действительному корню характеристического уравнения λ_i в выражении (13) соответствует слагаемое $y_{n_i}(t) = C_i e^{\lambda_i t}$. Если $\lambda_i < 0$, то переходная составляющая с ростом времени стремится к нулю. Если $\lambda_i > 0$, то эта составляющая неограниченно возрастает.

Паре комплексно-сопряжённых корней уравнения (13) соответствует слагаемое

$$y_{n_i}(t) = A_i e^{\gamma_i t} \sin(\beta_i t + \psi_i),$$

где $\gamma_i \pm j\beta_i$ – корни характеристического уравнения, A_i , ψ_i – постоянные интегрирования, определяемые через C_i .

При этом переходная составляющая стремится к нулю, если вещественные части корней отрицательны ($\gamma_i < 0$), в противном случае амплитуда колебаний переходной составляющей непрерывно возрастает.

Пара мнимых корней характеристического уравнения позволяет получить переходную составляющую в виде колебаний с постоянной амплитудой:

$$y_{n_i}(t) = A_i \sin(\beta_i t + \psi_i).$$

Представляется естественным сделать вывод, что для устойчивости системы радиоавтоматики необходимо и достаточно, чтобы все корни характеристического уравнения имели отрицательные знаки, или эти корни на плоскости комплексного переменного были расположены слева от мнимой оси. Если корни характеристического уравнения расположены на мнимой оси, то система радиоавтоматики находится на границе устойчивости. При этом возможны два случая: корень в начале координат и пара мнимых корней. Нулевой корень появляется, когда свободный член характеристического уравнения равен нулю. Если остальные корни этого уравнения отрицательные, то система радиоавтоматики устойчива не относительно выходного сигнала, а относительно его производной, выходной сигнал в установившемся режиме имеет произвольное

значение. Такие системы называют нейтрально устойчивыми. В том случае, когда характеристическое уравнение имеет пару мнимых корней, границу устойчивости называют колебательной.

В соответствии с необходимым условием устойчивости все коэффициенты характеристического уравнения (12) должны быть больше нуля.

Представим (12) в виде:

$$a_n(p - \lambda_1)(p - \lambda_2) \dots (p - \lambda_n) = 0. \quad (15)$$

Если система устойчива, т.е. все корни λ_i отрицательные, то, раскрыв скобки в (4) получим уравнение с положительными коэффициентами. Если система неустойчива, т.е. хотя бы один из корней положительный, то перемножив сомножители в (15), получим уравнение с несколькими отрицательными коэффициентами.

2.2 Критерий устойчивости Гурвица. Критический коэффициент усиления

Для оценки устойчивости системы радиоавтоматики по критерию Гурвица необходимо из коэффициентов характеристического уравнения (12) составить матрицу Гурвица. Перепишем (13) в виде:

$$a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0 = 0. \quad (15)$$

Матрица Гурвица имеет вид:

$$\begin{pmatrix} a_{n-1}, a_{n-3}, a_{n-5}, \dots, 0 \\ a_n, a_{n-2}, a_{n-4}, \dots, 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0, & \dots & \dots & \dots, a_0 \end{pmatrix} \quad (16)$$

Порядок составления матрицы Гурвица следующий. В левом верхнем углу матрицы записывается коэффициент a_{n-1} , по главной диагонали располагаются коэффициенты характеристического уравнения с младшими индексами, над элементами главной диагонали записываются коэффициенты с убывающими индексами, под элементами – с возрастающими.

Для оценки устойчивости системы радиоавтоматики необходимо вычислить определители Гурвица (диагональные миноры), которые получают из матрицы (16) путём отчёркивания равного числа строк и столбцов в левом верхнем углу матрицы. Например, первые два определителя имеют вид:

$$\Delta_1 = a_{n-1},$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} \\ a_n & a_{n-2} \end{vmatrix}.$$

Система радиоавтоматики устойчива, если при $a_n > 0$

$$\Delta_1 > 0, \Delta_2 > 0, \dots, \Delta_n > 0. \quad (17)$$

Раскрыв Δ_n по последнему столбцу, получим:

$$\Delta_n = a_0 \Delta_{n-1}.$$

Так как $a_0 > 0$, то для проверки устойчивости системы достаточно уточнить знаки только до Δ_{n-1} определителя. Если $\Delta_n = 0$, то система радиоавтоматики находится на границе устойчивости. Возможны два случая:

- 1) свободный член характеристического уравнения равен нулю, что соответствует нейтрально устойчивой системе;
- 2) $\Delta_{n-1} = 0$, что соответствует колебательной границе устойчивости.

Значение коэффициента усиления системы, при котором она находится на границе устойчивости, называют *предельным (критическим)* коэффициентом усиления. При уменьшении коэффициента усиления неустойчивой системы до величины, меньшей предельного значения, система становится устойчивой. Критический коэффициент усиления $K_{кр.}$ находят из условия $\Delta_{n-1} = 0$, а отношение

$$\alpha = \frac{K_{кр.}}{K}$$

называют запасом устойчивости по усилению, где K - текущий коэффициент усиления. Для нормального функционирования системы необходимо, чтобы $\alpha \geq 2$.

2.3 Частотные критерии устойчивости

2.3.1 Критерий устойчивости Михайлова

Данный графический критерий устойчивости был предложен в 1938г. советским ученым Михайловым А.В.

Представим характеристическое уравнение (15) в виде функции комплексного переменного

$$D(p) = a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0. \quad (18)$$

Сделав замену $p \rightarrow j\omega$, получим уравнение комплексного вектора

$$D(j\omega) = a_n (j\omega)^n + a_{n-1} (j\omega)^{n-1} + \dots + a_1 (j\omega) + a_0. \quad (19)$$

Конец вектора при изменении угловой частоты колебаний от нуля до бесконечности опишет на комплексной плоскости некоторую кривую – *годограф*, эта кривая называется **кривой Михайлова**. Для построения кривой Михайлова необходимо в функции $D(p)$ заменить p на $(j\omega)$ и разделить на действительную и мнимую части

$$D(j\omega) = U(\omega) + jV(\omega)$$

где вещественная частотная часть содержит четные степени, а мнимая – нечетные.

Критерий Михайлова формулируется следующим образом.

Система n -го порядка будет устойчива, если годограф $D(j\omega)$, начинаясь на действительной положительной оси, огибает против часовой стрелки начало координат, проходя последовательно n квадрантов. Для устойчивых САУ кривая Михайлова всегда имеет спиралевидную форму, уходящую в бесконечность в квадранте комплексной плоскости, номер которого соответствует степени характеристического уравнения. Больше, чем n квадрантов, кривая Михайлова вообще не может пройти (рис.11).

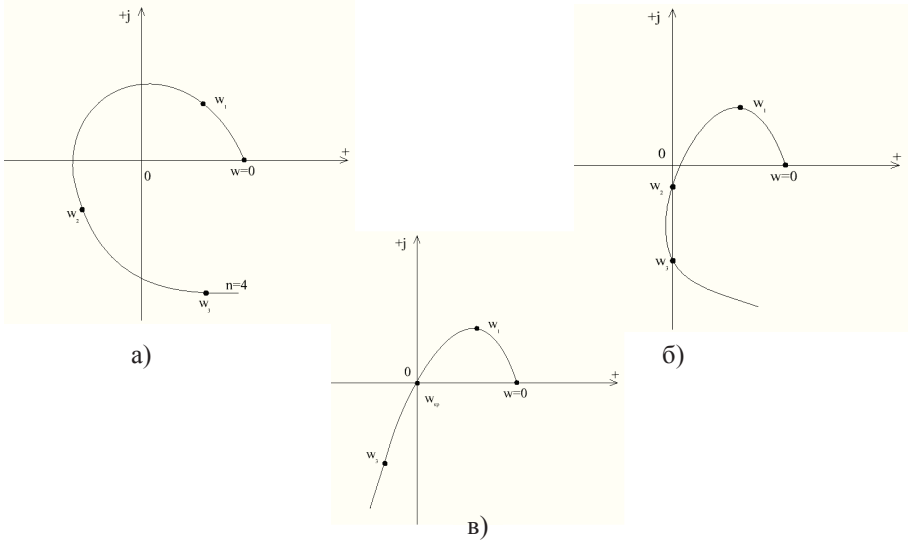


Рисунок 11 – Общий вид характеристического вектора систем: а) – система устойчива; б) – система не устойчива; в) - система на границе устойчивости

Неустойчивость системы всегда связана с нарушением последовательного обхода квадрантов кривой Михайлова.

Условием нахождения САУ на границе устойчивости является прохождение кривой Михайлова через начало координат. Если характеристическое уравнение имеет нулевой корень, то свободный член этого уравнения равен нулю. Более подробно критерий Михайлова рассмотрен в [3, с. 110].

2.3.2 Критерий устойчивости Найквиста

Этот критерий был сформулирован американским ученым Гарри Найквистом в 1932 г.

Критерий Найквиста [3, с. 114] применяется для оценки устойчивости замкнутой САУ при известной амплитудно-фазовой частотной характеристике разомкнутой системы. Необходимая АФЧХ может быть получена как

аналитически, так и экспериментально. Разомкнутая САУ может быть устойчивой, неустойчивой и находиться на границе устойчивости:

- если САУ состоит из устойчивых звеньев, то она будет устойчивой в разомкнутом состоянии;
- при наличии хотя бы одного неустойчивого элемента разомкнутая система может быть неустойчивой;
- при наличии *одного* интегрирующего звена разомкнутая система находится на границе устойчивости.

Согласно критерию Найквиста, чтобы замкнутая система САУ была устойчивой, необходимо и достаточно соблюдение следующих условий:

- 1) при устойчивости разомкнутой системы САУ (или находящейся на границе устойчивости) её АФЧХ при изменении частоты ω от 0 до ∞ не должна охватывать точку с координатами $(-1, j0)$;
- 2) при неустойчивости разомкнутой системы АФЧХ при изменении ω от минус до плюс бесконечности, должна охватывать точку $(-1, j0)$ столько раз, сколько корней характеристического уравнения разомкнутой системы лежит справа от мнимой оси плоскости корней.

2.4 Оценка устойчивости по логарифмическим частотным характеристикам. Запасы устойчивости по амплитуде и фазе

Определение устойчивости систем для заданных параметров, а также выбор некоторых параметров должны производиться с учетом запаса устойчивости. Требуемый запас устойчивости системы определяется рядом причин: идеализацией звеньев автоматической системы; погрешностью определения параметров (коэффициентов усиления, сопротивлений, емкостей, постоянных времени и др.) в ходе расчета или экспериментального исследования; случайными разбросами и отклонениями параметров из-за различных дестабилизирующих факторов (например, изменения температуры) и пр. Применительно к системам радиоавтоматики одним из основных факторов, определяющих устойчивость, является нестабильность амплитуды принимаемого сигнала из-за меняющихся условий распространения, дальности до подвижного объекта и других причин.

В основу анализа устойчивости по логарифмическим частотным характеристикам положен критерий Найквиста, но строиться при этом не амплитудно-фазовая характеристика, а логарифмическая амплитудная частотная характеристика (ЛАХ) и логарифмическая фазовая характеристика (ЛФХ) разомкнутой системы. Если разомкнутая система САУ устойчива, то для устойчивости замкнутой САУ *необходимо и достаточно*, чтобы во всех областях положительных ЛАХ разность между числом положительных и отрицательных переходов фазовой характеристики через линию $-л$ равнялась нулю.

При проектировании следует обеспечить определённые запасы устойчивости системы, которые характеризуют близость годографа частотной характеристики разомкнутой системы к точке с координатами $(-1, j0)$. Запасы устойчивости определяются на двух частотах: *частоте среза*, при которой

амплитудно-частотная характеристика разомкнутой системы равна единице и *критической частоте*, при которой фазо-частотная характеристика равна $-\pi$.

Различают запас устойчивости по фазе и усилению (рис. 12). Запас устойчивости по фазе показывает, на какое значение фазо-частотная характеристика разомкнутой системы на частоте среза отличается от $-\pi$:

$$\Delta\varphi = \pi - \varphi_p(\omega_{cp}).$$

Запас устойчивости по усилению определяет, во сколько раз нужно увеличить коэффициент усиления, чтобы система оказалась на границе устойчивости. Запас устойчивости по усилению вычисляется по формуле:

$$\alpha = \frac{1}{|W_p(j\omega_{кр.л})|}. \quad (20)$$

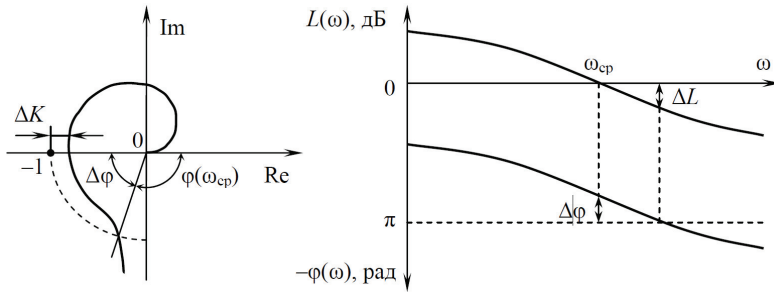


Рисунок 12 – Определение запаса устойчивости по ЛЧХ

Системы радиоавтоматики, годографы частотных характеристик которых пересекают вещественную ось только справа от точки с координатами $(-1, j0)$ называют *абсолютно устойчивыми*.

Если годограф $W_p(j\omega)$ не имеет точек пересечения с вещественной осью слева от точки с координатами $(-1, j0)$, то для устойчивости замкнутой системы радиоавтоматики необходимо и достаточно, чтобы выполнялось условие $\omega_{cp} < \omega_{кр.}$.

В условно устойчивых системах радиоавтоматики для оценки устойчивости следует в диапазоне частот, где логарифмическая амплитудно-частотная характеристика больше нуля подсчитать число переходов логарифмической фазочастотной характеристики через прямую $-\pi$. Если число положительных переходов через эту прямую равно числу отрицательных, то система в замкнутом состоянии устойчива.

Если $\omega_{cp} = \omega_{кр.}$, то система радиоавтоматики находится на границе устойчивости.

Критический коэффициент усиления вычисляют по формуле:

$$20\lg K_{кр.} = 20\lg k + \Delta L.$$

Если годограф частотной характеристики разомкнутой системы пересекает вещественную ось и слева от точки с координатами $(-1, j0)$, то систему называют *условно устойчивой*. Неустойчивой такая система может быть как при увеличении, так и при уменьшении коэффициента усиления. Для нормальной работы системы радиоавтоматики необходимо, чтобы запас устойчивости по усилению был $\alpha \geq 2$, а запас устойчивости по фазе $0,5-1rad$.

Вопросы для самоконтроля

- 1 Что понимают под устойчивостью САУ?
- 2 Назовите необходимое условие устойчивости системы радиоавтоматики.
- 3 Каков порядок составления матрицы Гурвица? Сформулируйте критерий устойчивости Гурвица.
- 4 Сформулируйте критерий устойчивости Михайлова.
- 5 Сформулируйте критерий устойчивости Найквиста.
- 6 Что такое запас устойчивости? Какие бывают запасы устойчивости?

3 Качество процессов в линейных САУ при детерминированных и случайных входных воздействиях

3.1 Передаточные функции статических и астатических систем

При рассмотрении классификации САУ отмечалось, что по характеру изменения ошибки управления различают статические и астатические системы.

В статических системах ошибка в установившемся режиме отлична от нуля, а в астатических системах равна нулю (рис. 13).

На вход астатической системы подан сигнал $x(t) = c \cdot 1(t)$. Согласно определению передаточной функции ошибки:

$$E(p) = W_e(p)X(p) = W_e(p) \cdot \frac{c}{p}. \quad (21)$$

Ошибка в установившемся режиме, называемая статической, на основании теоремы преобразования Лапласа о конечном значении функции:

$$e_c = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{p \rightarrow 0} pE(p) = \lim_{p \rightarrow 0} W_e(p)c. \quad (22)$$

Из этого выражения следует, что статическая ошибка равна нулю, если передаточная функция ошибки содержит множитель p (имеет нуль в точке $p=0$), в противном случае статическая ошибка не равна нулю.

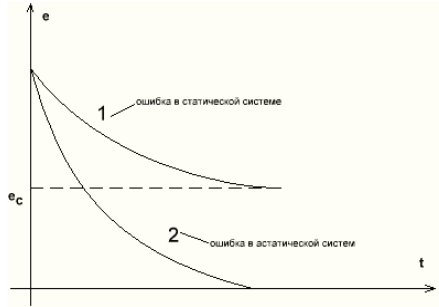


Рисунок 13 – К пояснению статической ошибки системы

Если передаточная функция ошибки системы содержит множитель p^ν , то говорят, что система является системой с астатизмом порядка ν . В такой системе ошибка в установившемся режиме равна нулю при входном сигнале $x(t) = ct^{\nu-1}$.

Из формулы $W_e(p) = \frac{1}{1+W_p(p)}$ следует, что система радиоавтоматики имеет порядок ν астатизма, если передаточная функция разомкнутой системы содержит ν интегрирующих звеньев (имеет полюс порядка ν в точке $p=0$).

Пример 1. Передаточная функция системы в устойчивом состоянии имеет вид: $W_p(p) = \frac{1}{p^2}$. Какой порядок астатизма имеет система?

Передаточная функция ошибки находится по формуле:

$$W_e(p) = \frac{1}{1+W_p(p)} = \frac{p^2}{p^2+1}.$$

Передаточная функция ошибки имеет нуль второго порядка в точке $p=0$, следовательно данная система является астатической системой второго порядка.

3.2 Методы анализа детерминированных процессов в линейных непрерывных стационарных САУ

При анализе качества работы систем радиоавтоматики исходят из того, что структурная схема и параметры устройств системы известны, требуется оценить качество её работы.

Оценку можно провести, оценивая показатели качества работы, которые зависят не только от характеристик системы радиоавтоматики, но и от свойств действующих на неё сигналов – управляющих воздействий и возмущающих воздействий (помех).

Законы изменения управляющих воздействий и помех обычно заранее неизвестны, поэтому качество работы систем радиоавтоматики определяется

косвенными признаками, которые называют *показателями качества работы системы*.

Методы анализа качества переходного процесса можно разделить на две группы. К первой относятся *прямые методы* оценки качества по переходной характеристике, ко второй – *косвенные методы*. Прямые методы требуют решения дифференциальных уравнений (или экспериментальных исследований). Косвенные методы позволяют, не решая уравнений, определять некоторые показатели качества [3, с.143].

Динамическая ошибка (точность) работы системы радиоавтоматики оценивается при управляющем воздействии вида $x(t) = \sum_{i=0}^k \alpha_i t^i$.

Косвенные методы базируются на вычислении интегральных оценок. Широко используется квадратичная интегральная оценка:

$$J = \left[\int_0^{\infty} e^2(t) + \alpha_1 \dot{e}^2(t) + \alpha_2 \ddot{e}^2(t) + \dots + \alpha_k [e^{(k)}(t)]^2 \right] dt \quad (23)$$

где $e(t)$ - ошибка системы, равная разности входного $x(t)$ и выходного $y(t)$ сигналов; α_i - постоянные коэффициенты, $e^{(k)}$ – k -я производная ошибки.

Чем меньше значение интегральной оценки, тем выше качество работы системы и наоборот.

Рассмотрим общий подход при использовании прямых методов. В линейной стационарной системе воздействие $u(t)$ и изучаемый процесс $v(t)$ связаны дифференциальным уравнением:

$$v(t) = W(s)u(t)$$

где $W(s)$ – операторный коэффициент передачи, $s = \frac{\partial}{\partial t}$ – оператор дифференцирования.

Для получения аналитических выражений для процессов на выходе линейной системы применяется метод преобразований Лапласа:

$$v(p) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} V(p) e^{pt} \partial p, \quad (24)$$

где $V(p)$ - изображение выходного процесса.

При нулевых начальных условиях изображение $V(p)$ равно:

$$V(p) = W(p) \cdot U(p),$$

где $U(p)$ - изображение входного воздействия, вычисляемое по формуле:

$$U(p) = \int_0^{\infty} u(t) e^{-pt} \partial t.$$

Сокращённая запись: $U(p) = L[u(t)]$.

Для описания воздействия в системе радиоавтоматики часто используют функции времени, которые либо сами имеют разрыв непрерывности в точке $t=0$, либо имеют разрывные в этой точке производные, например:

$$1(t) = \begin{cases} 0, & \text{при } t < 0, \\ 1, & \text{при } t \geq 0. \end{cases} \quad (25)$$

При воздействии, описываемом такими функциями, разрывы в точке $t=0$ может иметь также выходной процесс $v(t)$ и его производные. В этом случае преобразование Лапласа определяется соотношением:

$$U(p) = \int_{0-}^{\infty} u(t) e^{-pt} dt,$$

т.е. точка $t=0$ включается в интервал, на котором выполняется преобразование.

Во многих случаях достаточно знать значение выходного процесса только при $t \rightarrow \infty$, т.е. установившееся значение:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} v(t) = \lim_{p \rightarrow 0} pV(p). \quad (26)$$

3.3 Типовые входные воздействия

Для оценки свойств систем радиоавтоматики полезно рассмотреть их поведение при некоторых типовых воздействиях:

$\lambda(t) = \alpha_0 \cdot 1(t)$ – ступенчатое воздействие,

$\lambda(t) = \alpha_1 t \cdot 1(t)$ – линейное воздействие,

$\lambda(t) = \alpha_2 t^2 \cdot 1(t)$ – квадратичное воздействие,

$\lambda(t) = (\alpha_0 + \alpha_1 t + \dots + \alpha_k t^k) \cdot 1(t)$ – полиномиальное воздействие.

Для систем радиоавтоматики характерны линейное и квадратичное воздействия. Линейное воздействие возникает, например, в радиолокационном дальнометре при постоянной радиальной скорости перемещения сопровождаемого объекта по отношению к локатору. Квадратичное воздействие соответствует, например, случаю, когда в системе фазовой автоподстройки частоты частота входного сигнала меняется по линейному закону.

Более подробно с типовыми входными воздействиями при анализе качества САУ можно ознакомиться в [4, с. 54]

3.4 Показатели качества переходных процессов в САУ

В зависимости от характера собственных колебаний системы переходный процесс в ней может быть колебательным или аperiodическим.

Если корни характеристического уравнения системы действительны, то собственные колебания системы и переходный процесс в ней аperiodические. В случае комплексно-сопряженных корней характеристического уравнения собственные колебания системы являются затухающими гармоническими и переходный процесс в системе колебательный.

К основным показателям качества переходного процесса в системе радиоавтоматики относятся следующие параметры (рис. 14):

1) *длительность переходного процесса* t_n , равная интервалу времени с момента подачи сигнала до момента времени, когда выходной сигнал не будет отличаться от его установившегося значения более чем на величину Δ , равную, как правило, 5% от установившегося значения;

2) *перерегулирование* γ - максимальное значения выходного сигнала в переходном процессе от установившегося значения выходного сигнала, выраженное в относительных единицах или процентах:

$$\gamma = \frac{y_{\max} - y_{уст}}{y_{уст}} \cdot 100\%; \quad (27)$$

3) *время установления первого максимума* выходного сигнала t_{max} , характеризующее скорость изменения выходного сигнала в переходном процессе;

4) *частота колебаний* в переходном процессе $\omega = 2\pi/T$, где T - период колебаний;

5) *время нарастание переходного процесса* - абсцисса первой точки пересечения кривой переходной характеристики с уровнем установившегося значения.

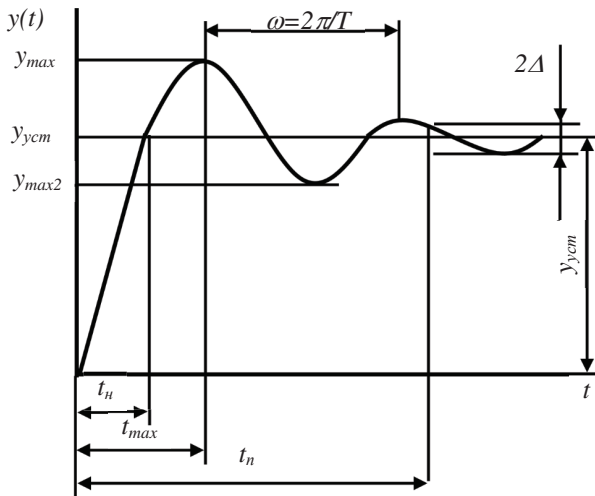


Рисунок 13 – Показатели качества переходных процессов

Установившееся значение выходного сигнала системы вычисляется при единичном входном сигнале:

$$y_y = \lim_{p \rightarrow 0} p W_s(p) \cdot \frac{1}{p} = W_s(0), \quad (28)$$

где $W_3(p)$ - передаточная функция замкнутой системы.

В астатических системах радиоавтоматики установившееся значение выходного сигнала в переходном процессе равно единице, в статических системах – $\frac{K}{1+K}$.

Пример вычисления одного из показателей качества (перерегулирования) представлен в [1, с.33].

3.5 Использование частотных характеристик для определения показателей качества переходных процессов в САУ

По АЧХ можно оценить колебательность и длительность переходного процесса. Характерный вид АЧХ замкнутой системы $A_3(\omega)$ приведён на рис. 14. Значение АЧХ на нулевой частоте близко к единице (для астатических систем $A_3(0)=1$). При увеличении частоты $\omega \rightarrow \infty$ АЧХ уменьшается до нуля $A_3(\omega) \rightarrow 0$.

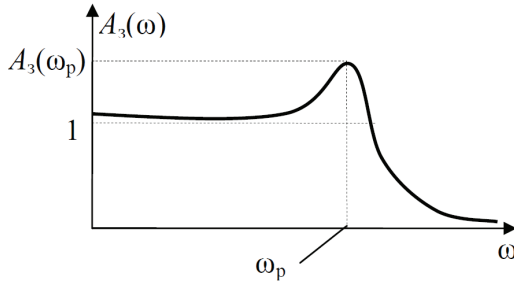


Рисунок 14 – Обобщенная АЧХ замкнутой системы

Выделяют следующие точки:

1) *полоса пропускания* ω_n – диапазон частот, в котором амплитудно-частотная характеристика больше или равна единице. Если амплитудно-частотная характеристика замкнутой системы радиоавтоматики во всём диапазоне частот меньше единицы, то полоса пропускания отсчитывается по уровню 0,7;

2) *резонансная частота* ω_p – частота, соответствующая максимуму амплитудно-частотной характеристики замкнутой системы, эта частота характеризует частоту колебаний в переходном процессе;

Колебательность переходного процесса зависит от величины относительного максимума кривой АЧХ:

$$M = \frac{A_3(\omega_p)}{A_3(0)}$$

Здесь величина M называется показателем колебательности.

Если $M < 1$, то переходной процесс не колебательный. При увеличении $M > 1$ колебательность возрастает, и при $M \rightarrow \infty$ в системе возникают незатухающие колебания. Например, задав $M < 1,5$, мы получим перерегулирование не больше 30%.

Время переходного процесса t_n определяется шириной АЧХ, при этом зависимость здесь обратно пропорциональная – чем шире частотная характеристика, тем меньше время переходного процесса, и наоборот.

Для монотонного переходного процесса $t_n \approx \pi/\omega_{cp}$. Частота среза ω_{cp} – это частота, при которой ЛАХ становится равной нулю (амплитудная характеристика равна единице).

Боле подробно с частотными характеристиками качества можно ознакомиться в [5, с. 140]

3.6 Определение ошибок линейной САУ при детерминированных воздействиях, коэффициенты ошибок

Точность АС характеризуется величиной ошибки в установившемся режиме и зависит от характера воздействия, а также структуры и параметров системы.

Реальные воздействия в радиотехнических следящих системах описываются сложными (случайными) функциями времени. Однако при анализе точности управления часто используют простые детерминированные воздействия: постоянное ступенчатое, линейное, квадратичное и др. Это позволяет упростить анализ и в то же время сохранить в модели задающего воздействия наиболее существенные признаки (начальное значение, скорость изменения, ускорение).

Помимо статических ошибок точность работы систем радиоавтоматики характеризуется динамическими и переходными ошибками.

Динамическая ошибка – это максимальное в процессе регулирования отклонение регулируемого параметра от конечного состояния равновесия.

Переходная ошибка – ошибка при работе системы в переходном процессе, который возникает при отработке начального рассогласования.

Динамическая точность работы систем радиоавтоматики определяется при медленно изменяющихся входных сигналах (воздействия, число производных от которых ограничено).

Сигнал $x(t) = \sum_{i=0}^k a_i t^i$ относится к медленно изменяющемуся воздействию, так как число производных от этого сигнала неравно нулю, равно k , а $(k+1)$ -я производная равна нулю. Гармонический сигнал не является медленно изменяющимся, так как число производных от него равно бесконечности.

Переходные процессы в системах радиоавтоматики затухают значительно быстрее по сравнению с изменением медленно изменяющегося сигнала, поэтому и достигается установившейся динамический режим работы системы.

Используя разложение передаточной функции рассогласования в ряд Маклорена по степеням переменной p , получим:

$$E(p) = W_e(p)X(p) = \left[C_0 + \frac{C_1}{1!}p + \frac{C_2}{2!}p^2 + \dots + \frac{C_k}{k!}p^k \right] X(p) \quad (29)$$

или в области действительного переменного

$$e(t) = C_0 x(t) + C_1 \dot{x}(t) + \frac{1}{2} C_2 \ddot{x}(t) + \dots + \frac{1}{k!} C_k x^{(k)}(t) \quad (30)$$

Число слагаемых в последнем выражении ограничено, так как сигнал $x(t)$ является медленно изменяющимся воздействием. Для нахождения неизвестных коэффициентов C_i , которые называются коэффициентами ошибки, известны три способа.

$$1) C_k = k! \frac{\partial^k}{\partial p^k} W_e(p) \Big|_{p=0}.$$

2) Вторым способом коэффициенты ошибок находятся путём деления числителя передаточной функции ошибки на её знаменатель.

3) Для реализации третьего способа представим передаточную функцию ошибки в виде:

$$W_e(p) = \frac{b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + b_1 p + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0}. \quad (31)$$

Перемножив полином знаменателя на (29), получим:

$$\begin{aligned} & \left[a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0 \right] \left[C_0 + C_1 p + \frac{1}{2} C_2 p^2 + \dots + \frac{1}{k!} C_k p^k \right] = \\ & = b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + b_1 p + b_0 \end{aligned} \quad (32)$$

Приравняв коэффициенты при одинаковых степенях p слева и справа в выражении (32), определим формулы для последовательного вычисления коэффициентов ошибок:

$$C_0 = \frac{b_0}{a_0}, \quad C_1 = \frac{b_1 - a_1 C_0}{a_0}, \quad C_2 = \frac{(b_2 - a_2 C_0 - a_1 C_1) \cdot 2}{a_0}.$$

В инженерных расчётах коэффициенты ошибок удобнее рассчитывать через коэффициенты передаточной функции разомкнутой системы:

$$W_p(p) = \frac{d_m p^m + \dots + d_2 p^2 + d_1 p + d_0}{b_n p^n + \dots + b_2 p^2 + b_1 p + b_0} \cdot \frac{k}{p^\nu}, \quad (33)$$

где ν - порядок астатизма системы.

Первое слагаемое в выражении (30) называют ошибкой по положению, а коэффициент C_0 - коэффициентом ошибки по положению, второе слагаемое - ошибкой по скорости, а коэффициент C_1 - коэффициентом ошибки по скорости. Аналогично, третье слагаемое называют ошибкой по ускорению, а коэффициент C_2 - коэффициентом ошибки по ускорению.

В астатических системах ν первых коэффициентов ошибок равны нулю, где ν - порядок астатизма системы радиоавтоматики.

При анализе качества работы систем радиоавтоматики помимо вычисления ошибок при медленно изменяющихся сигналах приходится оценивать точность и при гармонических воздействиях. В этом случае нельзя применять метод коэффициентов ошибок, так как число производных от гармонического сигнала не ограничено. При этом для расчёта ошибок необходимо использовать частотные характеристики. По амплитудно-частотной характеристике ошибки вычисляется амплитуда колебаний ошибки, по фазо-частотной характеристике – сдвиг колебаний ошибки относительно входного сигнала.

3.7 Определение ошибки САУ при гармоническом входном воздействии

Гармоническое входное воздействие часто применяется в САУ для исследования частотных свойств систем. При этом, конечно, представляет интерес величина ошибки в таких режимах. Точность САУ при гармонических колебаниях на входе определяется частотными характеристиками системы. Действительно, частотная передаточная функция описывает установившийся процесс при гармоническом входном сигнале. Запишем дифференциальное уравнение, связывающее ошибку ε , например, с задающим воздействием g :

$$\varepsilon(p) = W_\varepsilon(p)g(p) = \frac{1}{1+W(p)}g(p) \quad (34)$$

где $W_\varepsilon(p)$ – передаточная функция замкнутой системы по ошибке относительно задающего воздействия. Возьмём входное воздействие в виде гармонического колебания с амплитудой A и частотой ω_0 : $g(t) = A \cos(\omega_0 t)$. Тогда установившаяся ошибка будет равна:

$$\varepsilon_{уст}(t) = A_\varepsilon \cos(\omega t + \varphi_\varepsilon), \quad (35)$$

где амплитуда установившейся ошибки A_ε определяется значением амплитудно-частотной характеристики на частоте ω_0 : $A_\varepsilon = |W_\varepsilon(j\omega_0)|A$, а фазовый сдвиг φ_ε – значением фазовой частотной функции на той же частоте: $\varphi_\varepsilon = \arg W_\varepsilon(j\omega_0)$.

3.8 Определение дисперсии ошибки линейной САУ при воздействии стационарного случайного процесса

В большинстве случаев закон распределения ошибки системы можно считать гауссовским, поэтому для расчёта составляющих суммарной средней квадратической ошибки достаточно учесть математическое ожидание и корреляционную функцию ошибки или её спектральную плотность.

На вход системы подаётся воздействие вида:

$$f(t) = x(t) + n(t), \quad (36)$$

где $x(t)$ - случайный сигнал; $n(t)$ - случайная помеха.

Суммарная ошибка системы определяется как разность выходного сигнала и входного случайного сигнала: $e_{\Sigma}(t) = x(t) - y(t)$, где $y(t)$ - выходной сигнал системы (рис. 14).

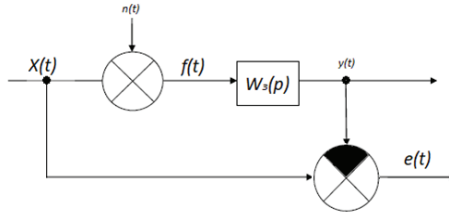


Рисунок 14 – К определению суммарной ошибки

Преобразование Лапласа для суммарной ошибки:

$$\begin{aligned} E(p) &= X(p) - W_s(p)F(p) = X(p) - (1 - W_e(p))(X(p) + N(p)) = \\ &= X(p) - (X(p) + N(p) - W_e(p)X(p) - W_e(p)N(p)) = \\ &= W_e(p)X(p) + N(p)(W_e(p) - 1) = W_e(p)X(p) - W_s(p)N(p) \end{aligned} \quad (37)$$

Из выражения (37) следует, что суммарная ошибка состоит из двух составляющих, одна из которых, определяющая точность воспроизведения сигнала, зависит от передаточной функции ошибки, вторая, обусловленная действием помехи, - от передаточной функции замкнутой системы

При дальнейшем анализе ограничимся случаем, когда сигнал и помеха являются стационарными случайными функциями. Тогда математическое ожидание помехи $m_{ном} = 0$, а случайный сигнал представим в виде:

$$x(t) = m_x + x_{сл}(t) \quad (38)$$

где m_x - математическое ожидание сигнала; $x_{сл}(t)$ - случайная составляющая сигнала.

Математическое ожидание суммарной ошибки рассчитывают по теореме о конечном значении функции:

$$m_e = \lim_{p \rightarrow 0} p W_e(p) m_x(p) \quad (39)$$

Точность системы относительно случайных составляющих сигнала и помехи оценивается дисперсией ошибки:

$$\delta_e^2 = M[e^2(t)] = R_e(\tau)|_{\tau=0} \quad (40)$$

где δ_e^2 - дисперсия ошибки; δ_e - средняя квадратическая ошибка системы, M - математическое ожидание от квадрата ошибки; $R_e(\tau)$ - автокорреляционная функция ошибки;

$$\delta_e^2 = \delta_{ex}^2 + \delta_{еп}^2 + \delta_{exп}^2 + \delta_{епx}^2 \quad (41)$$

Первое слагаемое в (41) определяет среднюю квадратическую ошибку воспроизведения сигнала $x(t)$. Второе слагаемое характеризует ошибку вследствие действия помехи $n(t)$. Последние два слагаемых – составляющие ошибки из-за корреляции сигнала с помехой и помехи с сигналом.

Величину

$$\delta_{\Sigma} = [m_e^2 + \delta_e^2]^{\frac{1}{2}} \quad (42)$$

называют суммарной средней квадратической ошибкой системы радиоавтоматики.

На практике часто встречаются случаи, когда помеху можно считать белым шумом, спектральная плотность которого в пределах полосы пропускания системы радиоавтоматики постоянна.

Дисперсия ошибки системы из-за действия помехи:

$$\delta_{en}^2 = \frac{S_n(0)}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W_s(j\omega)|^2 d\omega. \quad (43)$$

В случае, когда на систему действует помеха в виде белого шума, вводят понятие *эквивалентной шумовой полосы* или *эффективной полосы пропускания*, под которой понимается величина, равная полосе пропускания эквивалентной САУ с прямоугольной АЧХ, с одинаковой (с исходной системой) частотной передаточной функцией на нулевой частоте и одинаковой дисперсией выходного процесса при действии на входах этих систем белого шума.

Эффективной полосой пропускания определяется выражением:

$$f_{эф.} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W_s(j\omega)|^2 d\omega, \quad (44)$$

$$\omega_{эф.} = \int_{-\infty}^{\infty} |W_s(j\omega)|^2 d\omega. \quad (45)$$

Пример 2. Передаточная функция разомкнутой системы $W_p(p) = \frac{k}{p}$.

Рассчитать эффективную полосу пропускания системы.

Найдём передаточную функцию замкнутой системы:

$$W_s(p) = \frac{W_p(p)}{1 + W_p(p)} = \frac{\frac{k}{p}}{1 + \frac{k}{p}} = \frac{k}{p + k}.$$

Сделаем замену: $p = j\omega$. Тогда получим:

$$W_s(j\omega) = \frac{k}{j\omega + k} = \frac{k(j\omega - k)}{k^2 + \omega^2} = -\frac{k^2}{k^2 + \omega^2} + j \frac{k\omega}{k^2 + \omega^2},$$

$$|W_3(jw)|^2 = \frac{k^4 + k^2 w^2}{(k^2 + w^2)^2} = \frac{k^2(k^2 + w^2)}{(k^2 + w^2)^2} = \frac{k^2}{k^2 + w^2}.$$

$$w_{\varphi} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{k^2}{k^2 + w^2} \partial w = k^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial w}{k^2 + w^2} = k \arctg \frac{w}{k} \Big|_{-\infty}^{\infty} = k\pi.$$

$$f_{\varphi} = \frac{w_{\varphi}}{2\pi} = \frac{k\pi}{2\pi} = \frac{k}{2}.$$

Вопросы для самоконтроля

- 1 Какие системы называют статическими?
- 2 Какие системы называют астатическими? Что такое астатизм k-го порядка?
- 3 Какие основные методы анализа детерминированных процессов в линейных непрерывных стационарных САУ вы знаете?
- 4 Какие основные показатели качества переходных процессов в САУ вы знаете?
- 5 Что понимают под коэффициентами ошибок?
- 6 Что понимают под эффективной полосой пропускания САУ?

4 Дискретные САУ, методы их описания и анализа. Нелинейные режимы работы САУ и методы их анализа

4.1 Общая характеристика дискретных САУ

Развитие элементной базы, все возрастающие требования к радиоэлектронным (и не только) устройствам и системам привели к появлению и бурному развитию цифровых систем радиоавтоматики, в состав которых входят ЦВМ или специализированные цифровые устройства.

К преимуществам цифровых устройств можно отнести:

- большие вычислительные возможности;
- при небольших массах и габаритах можно реализовывать более сложные алгоритмы обработки;
- высокая точность реализации (определяется частотой дискретизации и разрядностью вычислительной системы);
- более высокая стабильность работы;
- простота перестройки структуры и регулировки параметров.

К недостаткам можно отнести появление задержки реакции системы на входное воздействие.

В радиотехнических устройствах и системах радиуправления цифровые системы применяются для стабилизации частоты, измерения дальности, управления антеннами РЛС, для формирования команд управления различными объектами. Для обработки сигналов в РЛС широкое применение нашли цифровые фильтры. Подобные фильтры используются и в качестве корректирующих устройств в различных системах радиоавтоматики. Цифровые фильтры позволяют отказаться от применения ЦВМ, что упрощает и снижает стоимость таких систем.

На рис. 15 показана типовая структура цифровой (дискретной) системы автоматики. В данной схеме сигнал управления поступает в аналоговой форме, управление осуществляется также аналоговым сигналом. Такие системы называются аналогово-цифровыми.

Для получения цифрового входного сигнала в системе присутствует аналогово-цифровой преобразователь (АЦП). Оцифрованный сигнал (также, как и оцифрованный сигнал в цепи обратной связи) поступает в цифровую вычислительную машину (или вычислительное устройство), где по заданным алгоритмам вырабатывается цифровой сигнал управления. Последний поступает в цифро-аналоговый преобразователь, с выхода которого аналоговый сигнал поступает в объект управления.

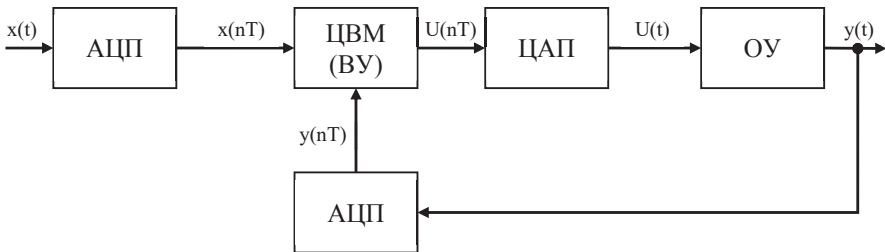


Рисунок 15 – Типовая структурная схема цифровой системы РА

Следует отметить, что квантование сигнала по уровню относится к нелинейным операциям, поэтому цифровые системы относятся к классу нелинейных. Как правило, число разрядов в АЦП выбирается равным 8 – 16, что дает большое число уровней квантования (2^8-1 , $2^8-1=255$). Это позволяет во многих случаях пренебречь нелинейностью характеристик.

И из-за дискретизации сигнала по времени цифровые системы относятся к дискретным системам. Поэтому (с учетом допущений по квантованию) цифровую систему можно рассматривать как линейную дискретную систему.

Входные и выходные сигналы цифровой части системы являются числовыми последовательностями, однако при анализе можно отвлечься от физических принципов работы цифровых устройств и считать основной характеристикой ЦВМ алгоритм, в соответствии с которым входные сигналы преобразуются в выходные, не принимая во внимание форму представления сигналов. Тогда ЦВМ в системе РА можно представить как последовательное соединение цифрового фильтра, осуществляющего преобразование сигналов, и звена запаздывания с передаточной функцией e^{-pT} . Звено запаздывания учитывает время прохождения сигнала через цифровой фильтр. Время запаздывания зависит от решаемого алгоритма и быстродействия ЦВМ.

4.2 Математическое описание дискретных систем

Для математического описания преобразования непрерывного сигнала $x(t)$ в дискретный удобна следующая математическая модель сигнала:

$$x^*(t) = x(t) \sum_{n=0}^{\infty} \delta\left(\frac{t}{T} - n\right) \quad (46)$$

Использование дельта-функции безразмерного аргумента связано с тем, что размерность сигнала $x^*(t)$ должна совпадать с размерностью $x(t)$. Согласно свойствам дельта-функции $\delta\left(\frac{t}{T}\right) = T\delta(t)$, тогда из (46) следует:

$$x^*(t) = x(t) T \sum_{n=0}^{\infty} \delta(t - nT). \quad (47)$$

Множитель T нужно учитывать при предельных переходах ($T \rightarrow 0$). Во всех остальных случаях его можно опускать и модель сигнала принимать в виде:

$$x^*(t) = x(t) \sum_{n=0}^{\infty} \delta(t - nT). \quad (48)$$

Сигнал $x^*(t)$ называют мгновенными импульсами или *обобщённым дискретным сигналом*.

4.2.1 Математический аппарат Z-преобразования

Современная теория дискретных систем радиоавтоматики строится на математическом аппарате *Z-преобразования*.

Подвергнем (48) преобразованию Лапласа:

$$X(p) = \int_0^{\infty} x^*(t) e^{-pt} dt = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT) e^{-pnT} \quad (49)$$

Функцию $x(nT)$ называют дискретной. Обозначим: $e^{pT} = z$. Тогда:

$$X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT) z^{-n} = Z[x(t)] \quad (50)$$

Функцию $X(z)$ называют *Z-преобразованием сигнала $x(t)$* .

4.2.2 Свойства Z-преобразования

1) Свойство линейности.

Если $X_1(z) = Z[x_1(t)]$, $X_2(z) = Z[x_2(t)]$, то

$$Z[ax_1(t) + bx_2(t)] = aX_1(z) + bX_2(z).$$

2) Первая теорема смещения.

Если $X(z) = Z[x(t)]$, то для целых k

$$Z[x(t - kT)] = z^{-k} X(z).$$

3) Вторая теорема смещения.

Если $X(z) = Z[x(t)]$, то для целых k

$$Z[x(t + kT)] = z^k \left[X(z) - \sum_{n=0}^{k-1} x(nT) z^{-n} \right].$$

4) Свёртка функций.

Если $Y(z) = X_1(z)X_2(z)$, то

$$y(nT) = \sum_{m=0}^n x_1(nT - mT)x_2(mT).$$

5) Предельные значения.

Если дискретные значения функции в установившемся режиме существуют, то они могут быть найдены путём следующего предельного перехода:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} x(nT) = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} X(z),$$

$$\lim_{n \rightarrow 0} x(nT) = \lim_{z \rightarrow \infty} X(z) \text{ - формула для начального значения сигнала.}$$

6) Формула обращения.

Дискретные значения функции по её Z -преобразованию определяют следующим контурным интегралом:

$$x(nT) = \frac{1}{j2\pi T} \oint_{|z|=1} X(z) \cdot z^{n-1} \partial z$$

7) Если сигнал запаздывает на время ΔT , то последовательность мгновенных импульсов имеет вид:

$$x^*(t) = \sum_{n=1}^{\infty} x(t - \Delta T) \delta(t - nT).$$

При этом Z -преобразование вычисляется по формуле:

$$X(z) = \sum_{n=1}^{\infty} x(nT - \Delta T) \cdot z^{-n}.$$

Практическая работа с Z -преобразованием упрощается с применением таблиц таких преобразований типовых функций [6, с.289]

Можно (и нужно) отметить, что под дискретной системой правильнее всего понимать техническое устройство или программу, которая осуществляет преобразование дискретной последовательности $x(n)$ в другую дискретную последовательность $y(n)$ в соответствии с заданным алгоритмом. Наиболее простой формой представления оператора R , связывающего входную $x(n)$ и выходную $y(n)$ последовательности, является разностное уравнение. Под разностным уравнением понимают соотношение, которое определяет связь между

последовательностями $x(n)$, $y(n)$ и их разностями различных порядков. Разностное уравнение называют линейным, если указанное соотношение включает операции сложения и умножения на постоянный множитель.

4.3 Передаточные функции и частотные характеристики дискретных систем

Наряду с разностным уравнением для описания динамических свойств дискретной системы используется передаточная функция. *Передаточной функцией* дискретной системы называется отношение изображения выходной последовательности к изображению входной последовательности при нулевых начальных условиях:

$$H(z) = \frac{Z[y(t)]}{Z[x(t)]} = \frac{Y(z)}{X(z)}$$

Передаточную функцию можно получить, применив Z-преобразование к разностному уравнению. При этом необходимо учитывать свойства z-преобразования.

Можно показать, что правила определения передаточной функции по разностному уравнению (и наоборот) следующие:

- коэффициенты разностного уравнения b_k при $x(n-k)$ являются коэффициентами при z^{-k} полинома числителя передаточной функции;
- коэффициенты разностного уравнения a_k при $y(n-k)$ являются коэффициентами при z^{-k} полинома знаменателя передаточной функции.

В общем виде передаточную функцию можно записать как:

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{M-1} z^{-M+1} + b_M z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{N-1} z^{-N+1} + a_N z^{-N}}$$

Передаточную функцию также можно представить в виде

$$H(z) = \frac{b_0 z^{N-M} (z - v_1)(z - v_2) \dots (z - v_M)}{(z - \lambda_1)(z - \lambda_2) \dots (z - \lambda_N)}$$

где v_i – нули, а λ_i – полюса передаточной функции $H(z)$.

Важнейшей характеристикой линейной дискретной системы является *импульсная характеристика*. *Импульсная характеристика* $h(n)$ представляет собой реакцию системы на воздействие в виде единичного импульса при нулевых начальных условиях $\delta(n)$.

Так как $X(z) = Z\{\delta(n)\} = 1$, то из уравнения системы $Y(z) = H(z)X(z)$ следует, что импульсная характеристика представляет собой обратное Z-преобразование передаточной функции $H(z)$, то есть

$$h(n) = Z^{-1}\{H(z)\}. \quad (51)$$

Отсюда выражение для нахождения передаточной функции дискретной системы при известной импульсной характеристике:

$$H(z) = Z\{h(n)\} = \sum_{n=0}^{\infty} h(n)z^{-1} \quad (52)$$

Частотная передаточная функция дискретной системы может быть получена формальной заменой $z=e^{j\omega T}$, полученной отбрасыванием вещественной части переменной преобразования Лапласа:

$$H(e^{j\omega T}) = H(z)|_{z=e^{j\omega T}}$$

Частотная передаточная функция характеризует преобразующие свойства дискретной системы при гармоническом входном воздействии $x(n)$.

Таким образом, в общем случае частотная передаточная функция для каждого значения ω представляет собой комплексный коэффициент передачи дискретной системы. Функция $H(e^{j\omega T})$ является периодической по частоте с периодом, равным частоте дискретизации $\omega_d = 2\pi/T = 2\pi f_d$, так как $e^{j\omega T} = e^{j(\omega+k\omega_d)T}$ для произвольного целого числа k . Следовательно, дискретная система ведет себя одинаковым образом для всех частот, отличающихся от основной на значение, кратное ω_d .

Частотная передаточная функция $H(e^{j\omega T})$ дает полное описание линейной стационарной дискретной системы. По этой функции могут быть определены любые другие характеристики.

4.4 Структурные схемы дискретных систем. Условия устойчивости дискретных САУ

4.4.1 Элементы структурных схем

Структурная схема – это графическая форма математической модели дискретной системы, заданной разностным уравнением. Как видно из разностного уравнения, в линейной стационарной системе с дискретными последовательностями выполняются следующие преобразования:

- сложение (вычитание) отсчетов;
- масштабирование (умножение отсчета на постоянный коэффициент);
- задержка (запоминание) отсчетов.

Для каждого из указанных преобразований определено соответствующее графическое обозначение (рис. 16).

На рисунках 16, а и 16, б показаны соответственно условные обозначения операций сложения и вычитания дискретных последовательностей $x_1(n)$ и $x_2(n)$:

$$y(n) = x_1(n) + x_2(n);$$

$$y(n) = x_1(n) - x_2(n).$$

Операция умножения на постоянный коэффициент обозначается в виде, показанном на рисунке 4, в. Задержка отсчетов дискретных последовательностей на один интервал дискретизации обозначается так, как изображено на рисунке 4, г.

Используя описанные условные обозначения, можно изобразить структурную схему любой линейной стационарной системы, причем не единственным способом. Рассмотрим один из часто используемых вариантов построения структурных схем дискретной системы, называемый «прямой формой».

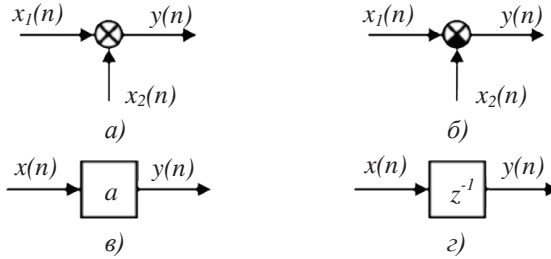


Рис. 10 – Элементы структурных схем

Прямая форма структурной схемы составляется непосредственно по разностному уравнению дискретной системы, записанному в виде

$$y(n) = - \sum_{k=1}^N a_k y(n-k) + \sum_{l=0}^M b_l y(n-l)$$

или по передаточной функции

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{l=0}^M b_l z^{-l}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}}$$

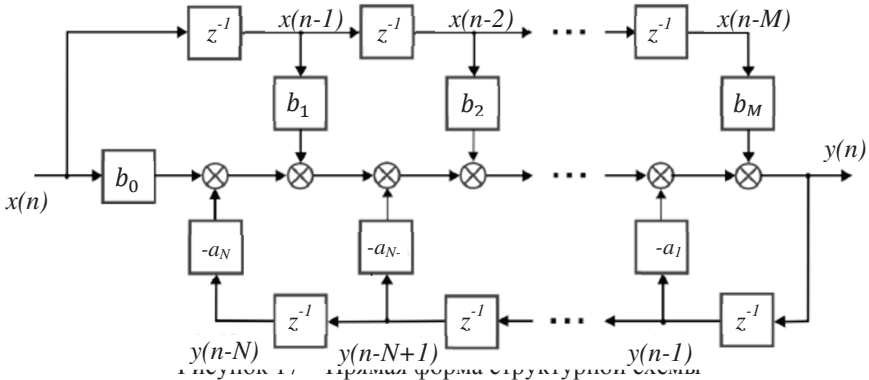
Структурная схема изображена на рис. 17. В структурной схеме для образования цепей, соответствующих преобразованию входной $x(n)$ и выходной $y(n)$ последовательностей используются отдельные элементы задержки (см. верхнюю и нижнюю части схемы). Затем эти цепи объединяются.

Недостаток прямой формы заключается в том, что реализация дискретной системы по этой схеме требует $(M+N)$ элементов задержки. В конечном счете это ведет к увеличению времени вычисления значений $y(n)$.

Для уменьшения числа линий задержки применяют так называемые *канонические формы* (первую, вторую).

4.4.2 Условия устойчивости дискретных САУ

Необходимым условием работоспособности дискретной системы является ее устойчивость. Основные определения устойчивости непрерывных систем применимы и к дискретным системам, но с учетом ряда особенностей.



Условие устойчивости можно сформулировать следующим образом: дискретная система устойчива, если ее собственное движение с течением времени затухает.

Пусть на вход дискретной системы, описываемой разностным уравнением N -го порядка

$$\begin{aligned} y(n+N) + a_1 y(n+N-1) + \dots + a_{N-1} y(n+1) + a_N y(n) = \\ = b_0 x(n+N) + \dots + b_{M-1} x(n+N-M+1) + b_M x(n+N-M) \end{aligned} \quad (53)$$

подано произвольное входное воздействие $x(n)$. Процессы в системе зависят от этого входного воздействия и начальных условий. Последовательность $y(n)$ на выходе системы может быть записана в виде

$$y(n) = y_s(n) + y_c(n)$$

где $y_s(n)$, $y_c(n)$ – составляющие, соответственно определяющие вынужденное и свободное движения системы.

Дискретная система асимптотически устойчива, если её собственное движение с течением времени затухает и стремится к нулю, т. е.

$$\lim_{n \rightarrow \infty} y_c(n) = 0 \quad (54)$$

Если $\lim_{n \rightarrow \infty} y_c(n) = \infty$, то дискретная система является неустойчивой. Если $\lim_{n \rightarrow \infty} y_c(n) = \text{const}$ или не существует, то говорят, что дискретная система находится на границе устойчивости.

Собственное движение $y_c(n)$ дискретной системы является общим решением однородного разностного уравнения

$$y(n+N) + a_1 y(n+N-1) + \dots + a_{N-1} y(n+1) + a_N y(n) = 0,$$

полученного из (53). Это решение зависит от начальных условий $y(i)$, $i=0 \dots (N-1)$ и корней z_i , $i=0 \dots (N-1)$ характеристического уравнения

$$z^N + a_1 z^{N-1} + \dots + a_{N-1} z + a_N = 0.$$

Характеристическое уравнение имеет N корней z_i на плоскости Z . С учетом зависимости $z = e^{pT}$, каждый корень z_i на плоскости Z связан с корнями p_i на плоскости P зависимостью $z_i = e^{p_i T}$.

Тогда, с учетом условия устойчивости САУ, можно сделать заключение: так как нулевому корню $p_i = 0$ соответствует $z_i = 1$, а корням p_i с отрицательными вещественными частями соответствуют корни $|z_i| < 1$.

Основное условие устойчивости. Для того, чтобы линейная дискретная система была устойчива, необходимо и достаточно, чтобы все корни ее характеристического уравнения (полюсы системы) были по модулю меньше единицы.

Геометрически это означает, что корни характеристического уравнения (полюсы) устойчивой дискретной системы располагаются внутри единичного круга на Z -плоскости. На рис. 18, а показано расположение полюсов устойчивой дискретной системы четвертого порядка. Если хотя бы один полюс системы находится за пределами единичной окружности (рис. 18, б), то дискретная система неустойчива. При наличии полюса на единичной окружности (рис. 18, в) система находится на границе устойчивости. Нули передаточной функции не влияет на устойчивость дискретной системы.

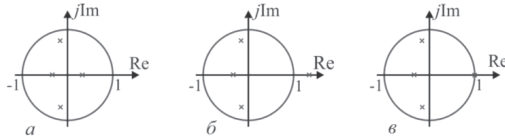


Рисунок 18 – Расположение полюсов дискретной системы

а – устойчивая система, б – неустойчивая система, в – система на границе устойчивости

Вопросы для самоконтроля

- 1 Что понимают под дискретной САУ?
- 2 Какова математическая модель сигнала, описывающая преобразование непрерывного сигнала в дискретный?
- 3 Назовите основные свойства Z -преобразования.
- 4 Что называют передаточной функцией дискретной системы?
- 5 Поясните суть прямой формы построения структурных схем дискретных систем.
- 6 Сформулируйте основное условие устойчивости дискретных САУ.

5 Нелинейные режимы работы САУ и методы их анализа

5.1 Общая характеристика нелинейных режимов работы САУ. Виды нелинейностей элементов радиотехнических систем.

Строго говоря, линейных систем радиоавтоматики не существует, т.к. характеристики реальных устройств нелинейные и некоторые не могут быть

линеаризованы. При больших отклонениях сигналов от установившихся значений приходится учитывать нелинейные свойства и элементов, допускающих линеаризацию. В этих случаях процессы в системах радиоавтоматики описываются нелинейными дифференциальными уравнениями, что существенно усложняет анализ.

В системах радиоавтоматики встречаются устройства с различными нелинейными характеристиками ограничения, зоны нечувствительности, люфтов в механических передачах. Нелинейными являются дискриминационные характеристики различных систем автоматической подстройки частоты и пеленгационные системы автоматического сопровождения цели РЛС.

При составлении дифференциальных уравнений нелинейных систем радиоавтоматики сначала составляют дифференциальные уравнения для каждого устройства системы. При этом характеристики устройств, допускающих линеаризацию, линеаризуются. В результате получают систему дифференциальных уравнений, в которой одно или несколько уравнений нелинейные. Устройства, допускающие линеаризацию, образуют линейную часть системы радиоавтоматики, а устройства, которые не могут быть линеаризованы, составляют нелинейную часть.

Процессы в нелинейных САУ имеют ряд особенностей, которые не встречаются в линейных системах. К их числу относятся следующие:

1. Понятие устойчивости здесь оказывается более сложным. Возможны случаи, когда начальные условия системы влияют на устойчивость системы. Так, например, при малых отклонениях от равновесного состояния система может быть устойчивой, т.е. процессы будут сходящимися, а при больших – неустойчивой с расходящимися во времени процессами. Возможна и обратная картина. В связи с этим в нелинейных системах вводятся понятия «устойчивости в малом» и «устойчивости в большом», что связано с поведением системы при «малых» и при «больших» отклонениях от равновесного состояния.

2. В нелинейных системах возможен новый вид установившегося режима, называемый автоколебаниями. Под автоколебаниями понимаются устойчивые собственные колебания с постоянной амплитудой и постоянной частотой при отсутствии внешнего колебательного воздействия.

3. В нелинейных системах оказывается неприменимым принцип суперпозиции, что, как правило, делает невозможным определять выходную величину как сумму составляющих, вызываемых действием отдельных факторов (управляющего воздействия и возмущений).

Нелинейные элементы можно разделить на *двух- и многополюсные*. Последние содержат три (различные полупроводниковые и электронные триоды) и более (магнитные усилители, многообмоточные трансформаторы, тетроды, пентоды и др.) полюсов, с помощью которых они подсоединяются к электрической цепи. Характерной особенностью многополюсных элементов является то, что в общем случае их свойства определяются семейством характеристик, представляющих зависимости выходных характеристик от входных переменных и наоборот: входные характеристики строят для ряда

фиксированных значений одного из выходных параметров, выходные – для ряда фиксированных значений одного из входных.

По другому признаку классификации нелинейные элементы можно разделить на *инерционные* и *безынерционные*. Инерционными называются элементы, характеристики которых зависят от скорости изменения переменных. Для таких элементов статические характеристики, определяющие зависимость между действующими значениями переменных, отличаются от динамических характеристик, устанавливающих взаимосвязь между мгновенными значениями переменных. Безынерционными называются элементы, характеристики которых не зависят от скорости изменения переменных. Для таких элементов статические и динамические характеристики совпадают.

В зависимости от вида характеристик различают нелинейные элементы с симметричными и несимметричными характеристиками. Симметричной называется характеристика, не зависящая от направления определяющих ее величин, т.е. имеющая симметрию относительно начала системы координат: $f(x) = -f(-x)$. Для несимметричной характеристики это условие не выполняется, т.е. $f(x) \neq -f(-x)$. Наличие у нелинейного элемента симметричной характеристики позволяет в целом ряде случаев упростить анализ схемы, осуществляя его в пределах одного квадранта.

По типу характеристики можно также разделить все нелинейные элементы на элементы с однозначной и неоднозначной характеристиками. Однозначной называется характеристика $y=f(x)$, у которой каждому значению x соответствует единственное значение y и наоборот. В случае неоднозначной характеристики каким-то значениям x может соответствовать два или более значения y или наоборот. У нелинейных резисторов неоднозначность характеристики обычно связана с наличием падающего участка, для которого $du/di < 0$, а у нелинейных индуктивных и емкостных элементов – с гистерезисом.

Наконец, все нелинейные элементы можно разделить на управляемые и неуправляемые. В отличие от неуправляемых управляемые нелинейные элементы (обычно трех- и многополюсники) содержат управляющие каналы, в которых изменяя напряжение, ток, световой поток и др., изменяют их основные характеристики: вольтамперную, вебер-амперную или кулон-вольтную.

Во многих системах радиоавтоматики нелинейные устройства можно представить как статические, зависимость выходного сигнала от входного в которых описывается линейной зависимостью вида $y = F(x)$.

Встречаются случаи, когда линейные устройства описываются дифференциальными уравнениями вида $y = F(x, \dot{x})$.

Рассмотрим основные методы анализа нелинейных систем автоматики:

- метод фазовой плоскости;
- метод кусочно-линейной аппроксимации;
- метод гармонической линеаризации;
- метод статистической линеаризации;
- метод моделирования.

5.2 Методы анализа нелинейных систем

5.2.1 Метод фазовой плоскости

В ряде случаев поведение следящей системы описывается нелинейным дифференциальным уравнением 2-го порядка:

$$\frac{\partial^2 x}{\partial t^2} = \varphi\left(x, \frac{\partial x}{\partial t}\right) \quad (55)$$

Обозначив $x = x_1$, уравнение (55) можно заменить системой уравнений 1-го порядка:

$$\begin{cases} \frac{\partial x_1}{\partial t} = x_2, \\ \frac{\partial x_2}{\partial t} = \varphi(x_1, x_2) \end{cases} \quad (56)$$

Состояние системы, описываемой уравнениями (56), определяется в каждый момент времени величиной координаты $x = x_1$ и скоростью её изменения. Это состояние системы можно отобразить точкой на плоскости с координатами x_1, x_2 , называемой фазовой плоскостью. При изменении состояния системы изображающая точка перемещается на фазовой плоскости по кривым, которые называют фазовыми траекториями. Совокупность фазовых траекторий, построенных для различных начальных условий, определяет все возможные процессы в системе и служит наглядным изображением её динамических свойств.

Для получения уравнения фазовых траекторий исключим из (56) время, поделив второе уравнение на первое:

$$\frac{\partial x_2}{\partial x_1} = \varphi(x_1, x_2) / x_2 \quad (57)$$

Интегрирование нелинейного дифференциального уравнения (57) позволяет найти уравнение фазовой траектории:

$$x_2 = \Phi(x_1). \quad (58)$$

5.2.2 Метод кусочно-линейной аппроксимации

Используется в том случае, когда нелинейная часть системы безынерционна и её характеристика может быть аппроксимирована прямолинейными участками.

Для каждого участка процессы в системе описываются линейными дифференциальными уравнениями, решение которых может быть найдено. Значения переменных в конце данного участка являются начальными условиями для последующего участка. Таким образом удаётся построить фазовую траекторию движения системы.

5.2.3 Метод гармонической линеаризации

Этот метод базируется на замене нелинейного элемента линейным звеном, параметры которого определяются при синусоидальном входном сигнале из условия равенства амплитуд первых гармоник на выходе нелинейного элемента и эквивалентного ему линейного звена. Данный метод может быть использован в том случае, когда линейная часть системы является низкочастотным фильтром, т.е. отфильтровывает все возникающие на выходе нелинейного звена гармонические составляющие, кроме первой гармоники.

Пусть нелинейное звено является статическим. На вход звена действует сигнал:

$$x = a \cdot \sin(\Psi) = a \cdot \sin(\omega t)$$

На выходе этого звена действует сигнал:

$$y = F(a \cdot \sin(\Psi))$$

Разложив его в ряд Фурье, получим:

$$y = q(a) \cdot a \cdot \sin(\Psi) + q'(a) \cdot a \cdot \cos(\Psi) + y_{вг} \quad (59)$$

где $y_{вг}$ - слагаемое, учитывающее вторые и более высокие гармонические составляющие.

Коэффициенты ряда Фурье имеют вид:

$$\begin{aligned} q(a) &= \frac{1}{\pi a} \int_0^{2\pi} F(a \sin \psi) \sin \psi d\psi, \\ q'(a) &= \frac{1}{\pi a} \int_0^{2\pi} F(a \sin \psi) \cos \psi d\psi \end{aligned} \quad (60)$$

Так как $a \cdot \cos(\psi) = \frac{xs}{\omega}$, где $s = \frac{\partial}{\partial t}$, то (59) можно записать в виде:

$$y = \left[q(a) + \frac{q'(a)}{\omega} s \right] x. \quad (61)$$

Это выражение называют уравнением гармонической линеаризации, а коэффициенты $q(a)$ и $q'(a)$ – коэффициентами гармонической линеаризации.

Можно сделать следующий вывод.

При постоянных значениях амплитуды входного сигнала коэффициенты гармонической линеаризации являются постоянными. Различным амплитудам входного сигнала соответствуют различные коэффициенты гармонической линеаризации. В обычной линеаризации коэффициенты не зависят от амплитуды входного сигнала, а определяются только видом характеристики нелинейного звена.

Уравнение гармонической линеаризации (61) – это линейное уравнение, поэтому и вся система радиоавтоматики становится линейной. Для её исследования могут быть использованы методы, разработанные для линейных

систем. Зависимость коэффициентов гармонической линеаризации от амплитуды сигнала на входе нелинейного звена позволяет выявить специфические свойства нелинейных систем, которые не могут быть определены при использовании обычной линеаризации.

5.2.4 Методы статистической линеаризации и моделирования

Метод статистической линеаризации является приближённым и применим для систем произвольного порядка. Он основан на замене нелинейного элемента линейным звеном, коэффициенты передачи которого по математическому ожиданию и случайной составляющей сигнала определяются из условия статистической эквивалентности нелинейного звена линейному звену.

Пусть $y = F(x)$ – нелинейная зависимость, $z = kx$ – линейная характеристика, имеющая те же математическое ожидание и дисперсию, которые имеются на выходе нелинейного звена с характеристикой $y = F(x)$. С этой целью представим $z = kx$ в виде:

$$z = kx = k_0 m_x + k_{11} \bar{x}$$

где \bar{x} – центрированная случайная функция.

Выберем коэффициенты k_0 и k_{11} такими, чтобы $m_z = k_0 m_x = m_y$; $\delta_z^2 = k_{11}^2 \delta_x^2 = \delta_y^2$, где m_x, m_y, m_z – математические ожидания сигналов; $\delta_x^2, \delta_y^2, \delta_z^2$ – дисперсии сигналов.

Из предыдущих выражений следует, что статистическая равноценность имеет место, если $k_0 = \frac{m_y}{m_x}$, $k_{11} = \pm \frac{\delta_y}{\delta_x}$, причём знак k_{11} должен совпадать со знаком производной нелинейной характеристики $F(x)$.

Величины k_0, k_{11} называют коэффициентами статистической линеаризации, $m_y = \int_{-\infty}^{\infty} F(x) f(x) dx$ – математическое ожидание сигнала на выходе нелинейного звена, $\delta_y^2 = \int_{-\infty}^{\infty} F^2(x) f(x) dx$ – дисперсия сигнала на выходе нелинейного звена, $f(x)$ – плотность вероятности распределения случайного сигнала на входе нелинейного звена.

Рассмотренный метод статистической линеаризации не всегда является наилучшим, поэтому целесообразно статистическую линеаризацию выполнить из условия наилучшего приближения корреляционной функции сигнала на выходе нелинейного звена к корреляционной функции на выходе линейного звена:

$$M[z - y]^2 = k_0^2 m_x^2 + k_{11}^2 \delta_x^2 - 2k_0 m_x m_y - 2k_{11} M[\bar{x}y] + M(y^2) \rightarrow \min.$$

Найдём производные по k_0 и k_{11} и приравняем их к нулю. Получим:

$$2k_0 m_x^2 - 2m_x m_y = 0,$$

$$2k_{12} \delta_x^2 - 2M[\bar{x}y] = 0.$$

Отсюда следует, что $k_0 = \frac{m_y}{m_x}$; $k_{12} = \frac{1}{\delta_x^2} \int_{-\infty}^{\infty} (x - m_x) F(x) f(x) dx$.

Таким образом, статистическая линейаризация из условия минимума дисперсии ошибки даёт то же значение коэффициента k_0 , которое было найдено при первом способе линейаризации; коэффициент линейаризации относительно случайной составляющей k_{12} имеет другое значение. Рекомендуется брать их среднее арифметическое значение: $k_1 = \frac{k_{11} + k_{12}}{2}$. Отличие статистической линейаризации от обычной заключается в зависимости коэффициентов статистической линейаризации от математического ожидания и дисперсии сигнала на входе нелинейного звена.

Метод моделирования основан на использовании для анализа нелинейных систем радиоавтоматики различных вычислительных машин. Этот метод не накладывает ограничений на порядок исследуемых систем и позволяет оценить качество систем при большом наборе начальных условий и различных видах входных сигналов и помех.

Вопросы для самоконтроля

- 1 Что понимают под нелинейной САУ?
- 2 Назовите основные методы анализа нелинейных систем?
- 3 Что называется фазовой плоскостью? Фазовой траекторией?
- 4 В чем суть метода статистической линейаризации?

Раздел 2. Автоматика радиотехнических устройств

6 Особенности построения и режимы работы радиотехнических САУ

6.1 Общие сведения о радиотехнических САУ

Современные радиоэлектронные и телекоммуникационные системы (радиосвязи, радиолокации, радионавигации, радиоуправления и другие) насыщены средствами автоматизации – радиотехническими системами автоматического управления или системами радиоавтоматики (СРА), в которых слежение за оцениваемым параметром радиосигнала производится автоматически (т.е. без участия человека). Ни одна современная система, в которой информация так или иначе передаётся по радиоканалу (сотовая телефонная связь, Wi-Fi, системы спутниковой радионавигации ГЛОНАСС/GPS/Galileo, радиолокационные системы и многие другие), не может обойтись без систем радиоавтоматики.

Необходимость применения СРА обусловлена многообразием и сложностью функций современных радиоэлектронных и телекоммуникационных систем, нестационарным и случайным характером протекающих в них процессов, а также скоростью протекания этих процессов.

Под СРА понимаются автоматические системы, входящие в состав радиотехнических устройств и систем радиоуправления, в которых осуществляется обработка параметров радиосигналов при действии различного вида помех

Наиболее распространены среди СРА системы фазовой автоподстройки (ФАП), частотной автоподстройки (ЧАП), слежения за задержкой (ССЗ) распространения сигнала, автоматической регулировки усиления (АРУ), слежения за направлением прихода радиосигнала. Эти системы используются в качестве следящих измерителей, демодуляторов, фильтров, пространственных и временных селекторов, для осуществления синхронизации, для стабилизации частоты генераторов и других многочисленных и разнообразных задач.

6.2 Обобщённая функциональная схема радиотехнической САУ

Обобщённая функциональная схема радиотехнической САУ приведена на рис. 19.

На схеме приняты следующие обозначения: Дис – дискриминатор, Φ – фильтр, ГОС – генератор опорных сигналов.

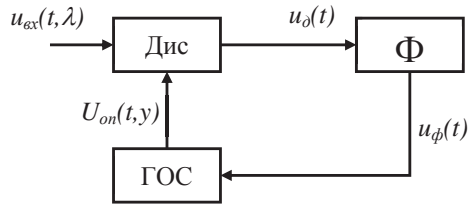


Рисунок 19 – Обобщённая функциональная схема радиотехнической САУ

На один из входов дискриминатора подаётся процесс $u_{вх}(t) = u_c(t, \lambda) + u_{ш}(t)$, представляющий собой смесь полезного сигнала $u_c(t, \lambda)$, за параметром $\lambda(t)$ которого ведётся слежение, и шума $u_{ш}(t)$. На второй вход дискриминатора поступает опорный сигнал $u_{оп}(t, y)$, зависящий от оценки $y(t)$ отслеживаемого параметра $\lambda(t)$, сформированной в процессе слежения. Вид опорного сигнала определяется типом следящей системы. Так, во временном автоселекторе опорным сигналом является последовательность стробирующих импульсов, в системе фазовой автоподстройки – напряжение подстраиваемого генератора.

В дискриминаторе входной сигнал $u_{вх}(t)$ подвергается нелинейному преобразованию, в результате которого на выходе дискриминатора формируется напряжение, зависящее от ошибки слежения $x = \lambda - y$.

Зависимость $F(x)$ математического ожидания выходного напряжения от ошибки слежения x принято называть *дискриминационной характеристикой*.

Выходное напряжение дискриминатора $u_d(t)$ содержит также флюктуационную составляющую $\xi(t, x)$, зависящую в общем случае от ошибки

слежения x . Напряжение $\xi(t, x)$ является результатом нелинейного преобразования в дискриминаторе входного процесса $u_{\text{вх}}(t)$. Необходимо заметить, что напряжение $\xi(t, x)$ не следует путать с входным шумом $u_{\text{ш}}(t)$.

Напряжение $u_{\text{д}}(t)$, снимаемое с выхода дискриминатора, проходит через фильтр Φ и воздействует на генератор опорных сигналов (ГОС), изменяя соответствующий параметр (фазу, частоту, временное положение) опорного сигнала.

6.3 Обобщённая структурная схема радиотехнической следящей системы

Анализируя структурные схемы систем радиоавтоматики, можно отметить их сходство. Аналогия структурных схем систем позволяет составить обобщённую структурную схему СРА (рис. 20). На структурной схеме приняты следующие обозначения:

- $x(t)$ – входной сигнал или управляющее воздействие (угол поворота линии визирования в системе автоматического сопровождения цели РЛС, частота эталонного генератора в системе ФАПЧ и т. п.);
- $y(t)$ – выходной сигнал или регулируемый параметр (угол поворота антенны РЛС, частота перестраиваемого генератора);
- $e(t)$ – сигнал рассогласования, или сигнал ошибки.

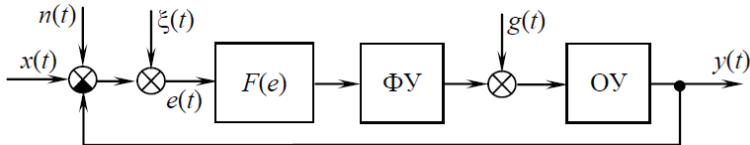


Рисунок 20 – Обобщённая структурная схема СРА

В некоторых радиотехнических следящих системах управляемая величина по самому принципу работы должна следить за параметром радиосигнала с определённым сдвигом. В системе частотной автоподстройки этот сдвиг равен номинальному значению промежуточной частоты. В системе фазовой автоподстройки частоты с использованием опорного генератора сдвиг равен значению фазы опорного генератора. Чтобы учесть это, в структурной схеме для таких систем под $x(t)$ и $y(t)$ следует понимать отклонение параметра сигнала и управляемой величины от их номинальных значений.

На обобщённой структурной схеме учитывается влияние помех введением возмущающего воздействия $n(t)$. Это воздействие может состоять из нескольких составляющих, например, в системе автоматического сопровождения цели РЛС оно состоит из флуктуаций отражённого от цели сигнала, воздействия, возникающего из-за перемещения центра отражения радиолокационного сигнала от поверхности цели, шумов первых каскадов электронных приборов приёмника и т.д. Возмущающее воздействие $g(t)$ поступает на объект управления системы РА.

Это воздействие обусловлено в основном изменением условий окружающей среды (температуры, давления, влажности и т. п.) и флуктуациями источников питания.

Одним из известных недостатков непрерывных СРА является дрейф нуля их регулировочных характеристик. В обобщённой структурной схеме влияние дрейфа нуля учитывается сигналом сдвига $\xi(t)$, например, в системах автоматического сопровождения цели РЛС сигнал $\xi(t)$ учитывает дрейф нуля пеленгационной характеристики.

Функциональные устройства систем РА, указанные в обобщённой структурной схеме как ФУ, включают устройства измерения сигнала ошибки, исполнительные и корректирующие устройства, предназначенные для создания необходимых динамических характеристик (например, фильтр нижних частот). ОУ – объект управления (антенна РЛС, перестраиваемый генератор в системе ФАПЧ и т. д.), $F(e)$ – дискриминатор, который имеет нелинейную характеристику. При малых сигналах ошибки амплитудная характеристика дискриминатора может быть линейной:

$$u_d = k_d e \quad (62)$$

Форма дискриминационной характеристики зависит от амплитуды сигнала ошибки, что приводит к нежелательным изменениям динамических характеристик систем РА. Для исключения такой зависимости проводится нормировка сигнала по амплитуде, что достигается введением АРУ или ограничителя.

Иногда в системах радиоуправления радиотехнических устройств встречаются системы, структурные схемы которых отличаются от их рассмотренной обобщённой схемы, например, системы автоматического сопровождения бортовых РЛС. Они выполняются как комплексные системы, в которых для повышения точности имеется дополнительный канал. Однако в этих случаях введённая обобщённая структурная схема РА является основой для анализа ее качественных и количественных характеристик.

6.4 Особенности режимов работы систем радиоавтоматики: поиск, захват, слежение

На примере работы ССЗ (типовая схема РЛС) рассмотрим основные режимы работы следящих систем: поиск, захват и слежение.

Следящий измеритель дальности (СИД) предназначен для автоматического измерения времени запаздывания отраженных сигналов, пропорционального текущей дальности до цели. СИД позволяет также реализовать разрешение целей по дальности. Он включает в себя кольцо слежения, состоящее из временного дискриминатора (ВД), экстраполятора и синтезатора задержки, а также схему поиска и захвата (СПЗ) и другие элементы РЛС (рис. 21).

Работа СИД протекает в тесном взаимодействии с основными элементами приемно-передающего тракта РЛС. Под воздействием запускающих импульсов (ЗИ), поступающих от синхронизатора РЛС, передатчик излучает зондирующие колебания. Эти колебания после отражения или переизлучения их целью становятся сигналом, который через антенну поступает на вход приемника РЛС. Отраженные импульсы (ОИ) очень слабы и искажены шумом. Их временное положение относительно запускающих импульсов, пропорциональное дальности

цели, испытывает случайные колебания относительно истинного значения. Поэтому непосредственный отсчет дальности по отраженным импульсам приводит к ошибкам.

Задачей СИД является формирование следящих импульсов (СИ), временное положение которых отображает лишь плавное закономерное изменение дальности и почти не изменяется под воздействием хаотических шумовых возмущений. Отсчет дальности по положению следящих импульсов СИД обеспечивает высокую точность измерений.

Отраженный импульс с выхода радиоприемного устройства (РПрУ) через селектор дальности поступает на вход ВД, опорным сигналом которого является следящий импульс. ВД выдает на вход экстраполятора сигнал рассогласования в аналоговом (ΔU) или цифровом (ΔN) виде. Чтобы исключить зависимость сигнала рассогласования от интенсивности отраженного импульса, производится нормировка с помощью схемы автоматической регулировки усиления (АРУ) по сигналу отслеживаемой цели, для чего селектор дальности стробируется следящим импульсом, обычно несколько расширенным.

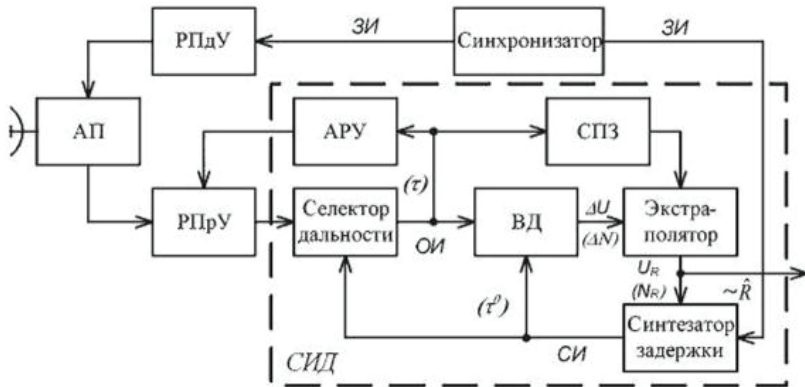


Рисунок 21 – Структурная схема РЛС с СИД

Под воздействием сигнала рассогласования экстраполятор (цифровое или аналоговое вычислительное устройство в системах автоматического управления, предназначенное для решения дифференциальных уравнений, описывающих поведение управляемого объекта) вырабатывает напряжение или код, управляющий синтезатором задержки. В последнем запускаящий импульс задерживается на величину τ^0 , пропорциональную управляющему воздействию экстраполятора, и становится следящим импульсом, который через ВД замыкает кольцо слежения. Благодаря действию обратной связи в этом кольце рассогласование между временем запаздывания τ отраженного импульса и задержкой τ^0 следящего импульса в среднем сводится к нулю. В установившемся режиме задержка следящего импульса $\tau^0 = \tau$ становится оценкой времени

запаздывания (дальности). Оценка выдается в виде напряжения U_R или числа N_R на выходе экстраполятора, которым пропорциональна задержка τ^0 .

Режиму слежения (измерения) предшествует режим поиска и захвата (обнаружения). В режиме поиска кольцо слежения разорвано, так как временное положение отраженного импульса неизвестно и рассогласование между отраженным и следящим импульсами настолько велико, что они не перекрываются. В этом случае специальное программное устройство схемы поиска и захвата воздействует на экстраполятор, который линейно изменяет U_R или N_R и тем самым медленно во времени смещает следящий импульс на выходе синтезатора задержки (перестройка по дальности). Вместе с ним перемещается расширенный импульс, стробирующий селектор дальности.

Когда в процессе медленной перестройки по дальности произойдет совпадение отраженного и следящего импульсов, селектор дальности пропустит несколько отраженных импульсов на вход схемы поиска и захвата. Эта схема содержит накопитель сигналов (в простейшем случае – конденсатор) и реле. Так как селектор дальности открывается на короткие интервалы времени синхронно с поступлением импульсов цели, отраженные импульсы интегрируются. Когда накопленный сигнал превысит порог, срабатывает реле и поиск прекращается, так как программное устройство отключается от экстраполятора. При этом рассогласование между отраженным и следящим импульсами мало, в ВД выделяется сигнал рассогласования и кольцо слежения замыкается. Происходит захват цели, и СИД переходит в режим слежения – основной режим работы.

СИД может быть реализован в аналоговом и цифровом вариантах.

Вопросы для самоконтроля

- 1 Что понимают под системами радиоавтоматики?
- 2 Поясните принцип работы систем радиоавтоматики по обобщенной функциональной схеме.
- 3 Какие помеховые воздействия учитываются в обобщенной структурной схеме СРА?
- 4 Какие режимы работы следящей системы предшествуют режиму слежения (измерения)?

7 Системы слежения за временным положением импульсного сигнала, за частотой и фазой колебаний, угломерные следящие системы

7.1 Системы слежения за временным положением импульсного сигнала

Для выделения импульсного периодического сигнала на фоне помех в импульсных радиоприемниках связи, в радиолокационных приемниках и других устройствах применяются системы слежения за временным положением импульсного сигнала (системы слежения по дальности, дальномеры). Также такие схемы называют временными автоселекторами.

Принцип работы дальномера базируется на измерении сдвига между зондирующими импульсами, следуемыми через интервал времени T , и импульсами, отраженными от цели (смотрите п.6.4). Отраженные от цели

импульсы искажены шумами, поэтому непосредственное измерение дальности по времени задержки связано с большими ошибками. Для повышения точности измерения в дальномере формируются следящие импульсы, временное положение которых относительно зондирующих импульсов оказывается пропорциональным дальности до цели и незначительно зависит от шумов.

Функциональная схема дальномера (рис. 22) содержит временной дискриминатор ВД, экстраполятор Э, фильтр нижних частот ФНЧ, временной модулятор ВМ и генератор импульсов ГИ.

В режиме измерения дальности отражённый от цели импульс через приемник поступает на первый вход временного дискриминатора, на второй – с генератора импульсов подаются два следующих друг за другом следящих импульса. Во временном дискриминаторе вырабатывается напряжение, пропорциональное рассогласованию временного положения отражённого импульса относительно оси симметрии следящих импульсов:

$$u = k_d(t_R - t_{и}) = k_d \Delta t \quad (63)$$

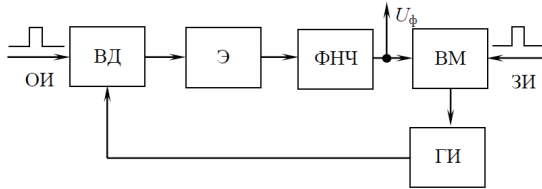


Рисунок 22 – Функциональная схема дальномера импульсной РЛС

где: Δt – рассогласование по времени между отражённым и следящими импульсами; $t_R = 2R/c$ – время задержки отражённого импульса относительно зондирующего; $t_{и}$ – время задержки следящих импульсов; R – измеряемая дальность; c – скорость света.

На рис. 23 приведены эпюры напряжений, поясняющие принцип работы временного дискриминатора.

Временной модулятор зондирующим импульсом ЗИ, задержанным на время, пропорциональное сигналу с ФНЧ, запускает генератор импульсов ГИ, формирующий два следящих импульса. Эти импульсы также называются ранним и поздним следящими импульсами (СР и СП).

Временной дискриминатор действует как дифференциальное устройство, сравнивающее отрезки времени τ_1 и τ_2 , в течении которых отраженный импульс совпадает во времени с каждым из следящих импульсов.

Если временное рассогласование Δt не равно нулю, то:

$$\begin{aligned} \tau_1 &= \frac{\tau}{2} - \Delta t \\ \tau_2 &= \frac{\tau}{2} + \Delta t \end{aligned} \quad (64)$$

Выходное напряжение ВД зависит от величины и знака разности $\tau_1 - \tau_2$. При $t_R = t_{\text{и}}$ отрезки времени τ_1 и τ_2 совпадают и при определенных условиях $\tau_1 - \tau_2 = 2\Delta t$. В пропорциональном ВД выходное напряжение пропорционально разности Δt . Это напряжение поступает на экстраполятор (интегратор), выходное напряжение которого, через ФНЧ, поступает на ВМ. Если $\Delta t = 0$, то выходное напряжение интегратора остается постоянным и временной интервал $t_{\text{и}}$ не изменяется. При наличии рассогласования между временем прихода отраженного сигнала и положением следящих импульсов, управляющее напряжение на выходе интегратора будет увеличиваться или уменьшаться в зависимости от знака рассогласования Δt .

7.2 Угломерные следящие системы

Системы автоматического слежения за направлением (АСН) прихода радиосигнала широко используются в радиолокации, радионавигации, радиоуправлении для измерения угловых координат источника сигнала. Поэтому их часто называют угломерными следящими системами.

Направление на объект определяется двумя угловыми координатами: азимутом (угол в горизонтальной плоскости) и углом места (в вертикальной плоскости). Если с неподвижным основанием антенны совместить систему координат, то угловое положение антенны относительно этого основания определит азимут объекта в горизонтальной плоскости и угол места объекта в вертикальной. Для обеспечения поворота антенны в двух плоскостях выходные оси двигателей азимутальной и угломестной следящих систем соединены с антенной посредством карданного подвеса.

Система АСН состоит из приемопередающего устройства, направленной антенны и двухканального следящего привода этой антенны, посредством которого осуществляется поворот антенны в двух плоскостях – азимутальной (горизонтальной) и угломестной (вертикальной).

Таким образом, система АСН состоит из двух следящих систем, в каждой из которых входной величиной является угловая координата (азимут или угол места) движущегося объекта, а выходной величиной – угол, определяющий положение равносигнального направления (РСН) в азимутальной или угломестной плоскости.

В АСН применяют антенны направленного действия (параболические зеркальные или антенные решетки). Антенная система АСН совместно с приемопередающим устройством образует угловой дискриминатор (УД). Пеленгационная характеристика АСН в каждом канале формируется обычно из двух диаграмм направленности (ДН), смещенных относительно РСН на некоторый угол (рис. 24).

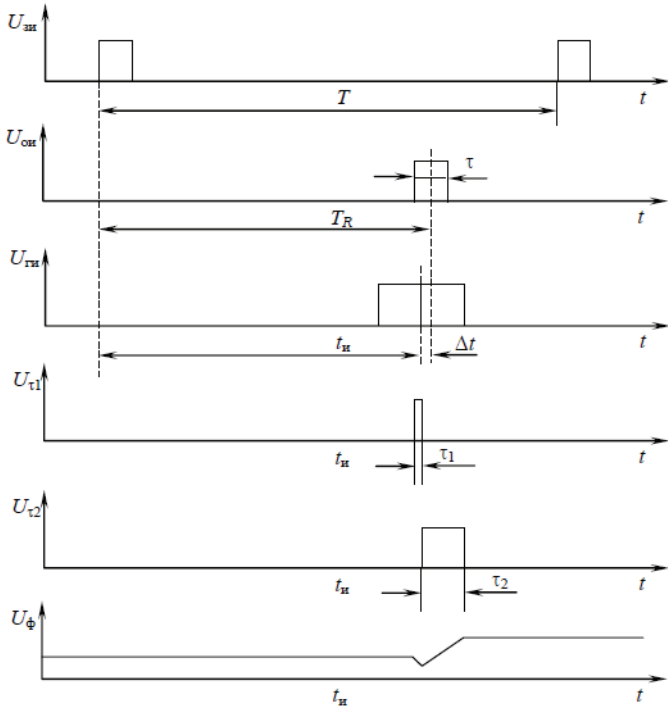


Рисунок 23 – Эпюры напряжений временного дискриминатора

На практике для определения отклонения РСН от направления на объект в каждом канале формирую две итоговые диаграммы направленности – разностную и суммарную (рис. 25). Видно, что разностная ДН напоминает дискриминационную характеристику.

В результате в итоговой ДН сформировано РСН, обладающее тем свойством, что при совпадении его с направлением на объект ошибка на выходе УД будет равна нулю. При смещении объекта относительно РСН (ϵ) возникает угловое рассогласование, и на выходе УД появляется напряжение ошибки $U_{\delta}(t) = k_{\gamma\delta} \cdot \epsilon$, пропорциональное рассогласованию:

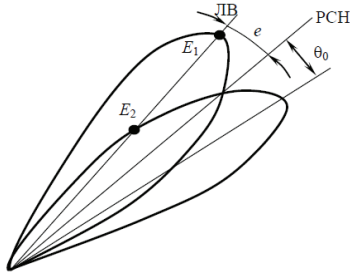


Рисунок 24 – Диаграмма направленности антенной системы РЛС

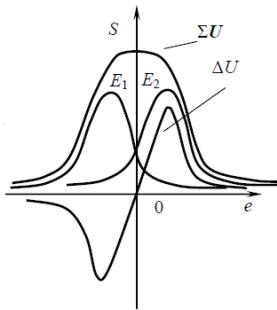


Рисунок 25 – Формирование разностной и суммарной ДН

В зависимости от способа формирования РСН УД системы АСН подразделяют на две группы: УД с последовательным сравнением сигналов (УД с интегральным РСН) и УД с одновременным сравнением сигналов (УД с мгновенным РСН).

Рассмотрим подробнее вторую систему – так называемую моноимпульсную систему.

В моноимпульсных УД прием отраженных от цели сигналов осуществляется одновременно четырьмя антеннами (по две для пеленгации цели в каждой плоскости), и для каждой плоскости формируется свой независимый канал. Амплитудные флуктуации отраженного сигнала не влияют на точность измерения угла рассогласования. Упрощенная схема УД моноимпульсной АСН представлена на рисунке 26.

Структурная схема системы автосопровождения РЛС представлена на рисунке 27. Из схемы видно, что напряжение с приёмника П через корректирующее устройство КУ подаётся на усилитель мощности УСМ, на который поступает и сигнал со схемы местной обратной связи МОС. Усилитель мощности вводится для обеспечения нормальной работы электрического двигателя ЭД, который через редуктор Р поворачивает антенну А в направлении

уменьшения сигнала рассогласования, не превышающего в режиме сопровождения цели допустимого значения.

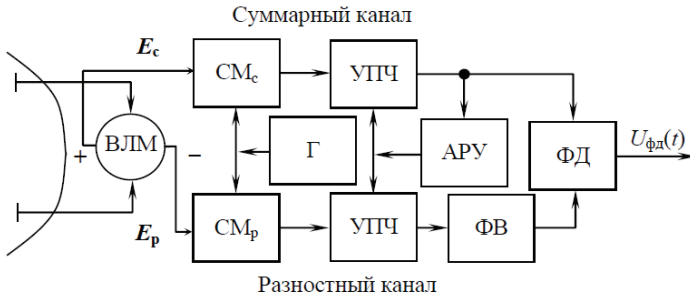


Рисунок 26 – Функциональная схема моноимпульсного приёмника АСН РЛС

С помощью корректирующего устройства, включённого после фазового детектора приёмника и местной обратной связи, обеспечиваются устойчивость и необходимые динамические свойства системы автосопровождения цели радиолокационной станции.

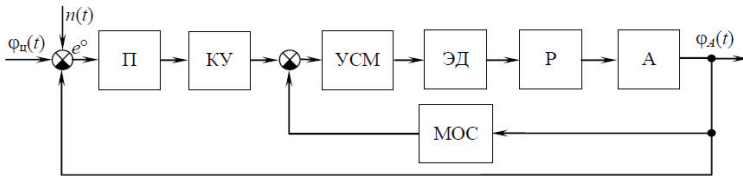


Рисунок 27 - Структурная схема системы автоматического сопровождения РЛС

7.3 Системы автоматической подстройки частоты

Системы автоматической подстройки частоты (АПЧ) применяются в радиоприёмных устройствах для поддержания постоянной промежуточной частоты сигнала, используются для стабилизации частоты генерируемых колебаний, применяются в качестве узкополосных перестраиваемых по частоте фильтров и в качестве демодуляторов частотно-модулированных колебаний с обратной связью по частоте.

Функциональная схема АПЧ супергетеродинного приёмника (рис.28) содержит в своём составе смеситель СМ, усилитель промежуточной частоты УПЧ, частотный дискриминатор ЧД, фильтр нижних частот ФНЧ и управляемый гетеродин УГ (управляемый напряжением гетеродин ГУН).

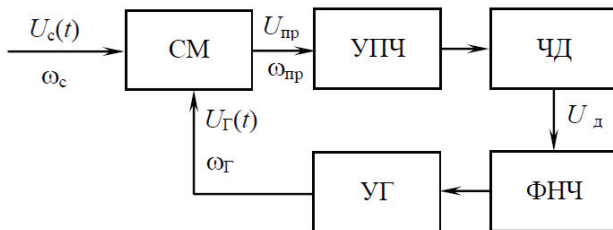


Рисунок 28 – Функциональная схема системы АПЧ

Входной сигнал с напряжением $u_c(t)$ и частотой ω_c преобразуется в смесителе в напряжение промежуточной частоты $\omega_{пр}$, усиливается усилителем промежуточной частоты и подаётся на частотный дискриминатор. Если промежуточная частота сигнала отличается на $\Delta\omega$ от её номинального значения, равного центральной частоте УПЧ, то на выходе ЧД возникает напряжение, значение и знак которого зависят от значения и знака отклонения промежуточной частоты $\Delta\omega$. Напряжение с ЧД через фильтр нижних частот подаётся на управляемый гетеродин, частота сигнала которого перестраивается таким образом, что отклонение $\Delta\omega$ уменьшается, в результате чего промежуточная частота с заданной точностью оказывается равной центральной частоте УПЧ $\omega_{пр0}$.

Преобразование частоты входного сигнала, выполняемое в смесителе, описывается соотношением:

$$\omega_{пр} = \omega_c - \omega_2, \quad (65)$$

где ω_c - частота сигнала, ω_2 - частота подстраиваемого генератора, $\omega_{пр}$ - промежуточная частота.

Отклонение $\Delta\omega$ промежуточной частоты сигнала от её номинального значения $\omega_{пр0}$ определяется равенством:

$$\Delta\omega = \omega_{пр} - \omega_{пр0}, \quad (66)$$

При условии безынерционности УПЧ частоты сигнала на его входе и выходе совпадают.

Выходное напряжение частотного дискриминатора при действии на его входе сигнала и внутреннего шума приёмника можно представить в виде суммы математического ожидания и центрированной случайной составляющей:

$$u_{д}(t) = M(u_{д}(t)) + \zeta(t, \Omega) = F(\Omega) + \zeta(t, \Omega), \quad (67)$$

где:

Ω – расстройка промежуточной частоты сигнала по отношению к переходной (центральной) частоте ω_n дискриминатора, равная

$$\Omega = \omega_{np.} - \omega_n, \quad (68)$$

$F(\Omega)$ – математическое ожидание выходного напряжения, зависящее от расстройки Ω ,

$$\xi(t, \Omega) – \text{флюктуационная составляющая напряжения } u_d(t).$$

Зависимость $F(\Omega)$ математического ожидания выходного напряжения частотного дискриминатора от расстройки Ω называют *дискриминационной характеристикой*.

Форма функции $F(\Omega)$, а также характеристики случайного процесса $\xi(t, \Omega)$ зависят от типа и параметров УПЧ и частотного дискриминатора, отношения сигнал/шум в полосе УПЧ, наличия и характера флюктуаций сигнала и от других факторов.

При малых рассогласованиях Ω дискриминационная характеристика линейна:

$$F(\Omega) = S_d \Omega,$$

где S_d - крутизна дискриминационной характеристики.

Для того, чтобы на выходе дискриминатора формировалось напряжение, зависящее от величины отклонения $\Delta\omega$ промежуточной частоты от её номинального значения ω_{np0} , переходную частоту ω_n дискриминатора стремятся сделать равной ω_{np0} . Тогда, как следует из (66) и (68), выполняется равенство $\Omega = \Delta\omega$.

При изменении питающих напряжений, температуры, давления, влажности частоты ω_{np0} и ω_n могут различаться на некоторую величину, характеризующую нестабильность переходной частоты дискриминатора:

$$\omega_n = \omega_{np0} + \delta\omega. \quad (69)$$

Из (66), (68), (69) следует:

$$\Omega = \omega_{np.} - \omega_n = \Delta\omega - \delta\omega. \quad (70)$$

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

$$T_\phi \frac{\partial u_\phi}{\partial t} + u_\phi(t) = u_d(t), \quad (71)$$

где $T_\phi = RC$ – постоянная времени фильтра, $u_\phi(t)$ - напряжение на выходе фильтра.

Обозначим $\frac{\partial}{\partial t} = s$, имеем:

$$(T_\phi s + 1) \cdot u_\phi(t) = u_d(t),$$

$$u_\phi(t) = \frac{1}{1 + T_\phi s} u_d(t) = W_\phi(s) \cdot u_d(t), \quad (72)$$

где $W_\phi(s)$ - операторный коэффициент передачи фильтра.

Зависимость частоты УГ от управляющего напряжения, поступающего с выхода фильтра нижних частот системы, называют регулировочной характеристикой, вид которой приведён на рис.29.

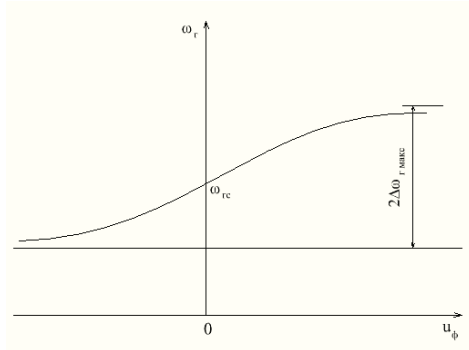


Рисунок 29 - Вид регулировочной характеристики

Здесь $\omega_{Г_{\max}}$ - максимально возможное изменение частоты генератора под действием управляющего напряжения.

При малых величинах напряжения u_ϕ регулировочная характеристика линейна и описывается выражением:

$$\omega_\Gamma = \omega_{ГC} + S_p u_\phi, \quad (73)$$

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

Тогда:

$$\omega_{ГC} = \omega_{ГO} + \delta\omega_{ГC} = \omega_{co} - \omega_{про} + \delta\omega_{ГC}, \quad (74)$$

где $\omega_{ГO}$, ω_{co} - номинальные значения частот УГ и сигнала.

Соотношения (65) - (74) описывают процесс управления в системе частотной автоподстройки. Их можно отобразить в виде структурной схемы (рис. 30).

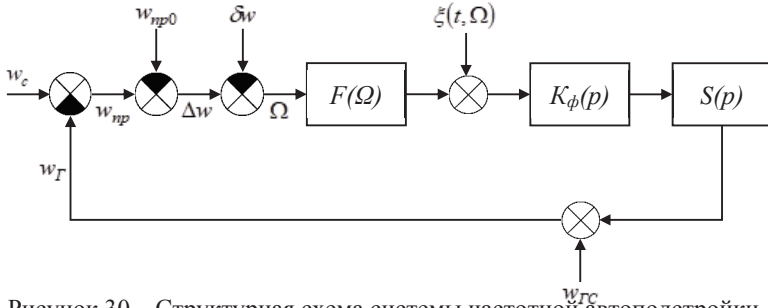


Рисунок 30 – Структурная схема системы частотной автоподстройки

7.4 Системы слежения за частотой и фазой колебаний

В системах фазовой автоподстройки осуществляется слежение за фазой сигнала. Такие системы применяются в радиоприемных устройствах в качестве узкополосных следящих фильтров при восстановлении колебаний с несущей частотой для сигналов с однополосной и балансной модуляцией или с фазовой манипуляцией, при выделении сигнала на фоне шумов в доплеровских измерительных системах. Они используются также в качестве демодуляторов сигналов с частотной и фазовой модуляцией, для построения перестраиваемых по частоте генераторов высокостабильных колебаний, в устройствах воспроизведения магнитной записи и в других областях.

Функциональная схема ФАП представлена на рис. 31.

Колебания сигнала и подстраиваемого генератора (ПГ) поступают на устройство, называемое фазовым дискриминатором или фазовым детектором (ФД). При рассогласовании указанных колебаний по фазе на выходе фазового детектора появляется напряжение, зависящее от величины и знака этого рассогласования. Пройдя через фильтр нижних частот выходное напряжение детектора изменяет частоту колебаний подстраиваемого генератора. Так как изменение фазы колебания равно интегралу от его мгновенной частоты, то при изменении частоты колебаний подстраиваемого генератора меняется и их фаза.

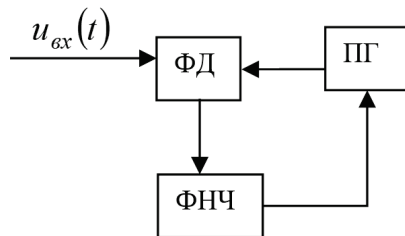


Рисунок 31 – Функциональная схема системы ФАП

Существенное различие фильтров, построенных на базе систем ЧАП и ФАП состоит в том, что при использовании системы ЧАП информация о начальной фазе фильтруемого сигнала теряется. В системе ФАП напряжение подстраиваемого генератора с точностью до ошибки слежения воспроизводит не только частоту, но и фазу выделяемого сигнала.

На вход фазового детектора поступает напряжение $u_{\text{вх}}(t) = u_c(t) + u_{\text{ш}}(t)$, представляющее собой смесь сигнала и шума.

$$u_c(t) = U_c \sin \varphi_c(t), \quad (75)$$

где

$\varphi_c(t) = \varphi_{c0} + \int_0^t \omega_c(t) dt$ – фаза сигнала,

φ_{c0} – начальная фаза,

$\omega_c(t)$ – частота сигнала.

Напряжение подстраиваемого генератора:

$$u_r(t) = U_0 \cos \varphi_r(t), \quad (76)$$

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

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

$$\varphi(t) = \varphi_c(t) - \varphi_r(t) \quad (77)$$

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

$$u_d(t) = M[u_d(t)] + \xi(t) = F(\varphi) + \xi(t) \quad (78)$$

где $\xi(t)$ – флюктуационное напряжение, не зависящее от φ .

$F(\varphi)$ – дискриминационная характеристика фазового детектора, вычисляемая по формуле:

$$F(\varphi) = \alpha \frac{U_c U_0}{2} \sin \varphi \quad (79)$$

где α – коэффициент пропорциональности.

Управляющее напряжение $u_\phi(t)$, снимаемое с фильтра нижних частот, связано с напряжением $u_d(t)$ линейным дифференциальным оператором $W_\phi(s)$:

$$u_\phi(t) = W_\phi(s) u_d(t) \quad (80)$$

Так как в фазовом детекторе напряжения сигнала и подстраиваемого генератора сравниваются по фазе, необходимо от частоты ω_r подстраиваемого генератора перейти к его фазе φ_r :

$$\varphi_r = \varphi_{r0} + \int_0^t \omega_r(t) dt \quad (81)$$

где φ_{r0} – начальная фаза подстраиваемого генератора.

Структурная схема системы фазовой автоподстройки приведена на рисунке 32.

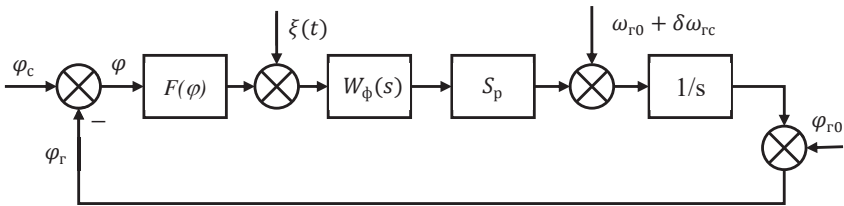


Рисунок 32 – Структурная схема системы ФАПЧ

Вопросы для самоконтроля

- 1 Для чего в системах слежения за временным положением импульсного сигнала используются ранний и поздний следящие импульсы?
- 2 Что называют суммарной и разностной диаграммами направленности?
- 3 С какой целью в системах АПЧ используют фильтр нижних частот?
- 4 Назовите основное отличие между системами АПЧ и ФАПЧ.

8 Система автоматической регулировки усиления

8.1 Назначение, общие сведения о системах АРУ

Системы автоматической регулировки усиления (АРУ) широко применяются в радиоприемных устройствах различного назначения. Они предназначены для стабилизации уровня сигнала на выходе усилителей радиоприёмных устройств при большом динамическом диапазоне изменения входного сигнала. В радиовещательных радиоприёмниках динамический диапазон достигает 60...70 дБ, а в радиолокационных приемниках – 70...100 дБ. При таком изменении уровня входного сигнала, при отсутствии системы АРУ, нарушается нормальная работа приёмных устройств, что проявляется в перегрузке последних каскадов приёмника. В системах автоматического сопровождения цели РЛС перегрузка каскадов приёмника приводит к искажению амплитудной модуляции (АМ), снижению коэффициента усиления, срыву сопровождения, а в ряде случаев и к полному отказу. В системах стабилизации частоты перегрузка каскадов вызывает изменение крутизны дискриминационной характеристики, что резко снижает качество работы системы в целом.

За счёт АРУ в приёмнике диапазон изменения сигнала $U_{\text{вых}}/U_{\text{вых ном}}$ на его выходе меньше, чем диапазон изменения сигнала $U_{\text{вх}}/U_{\text{вх ном}}$ на входе, где $U_{\text{вых ном}}$ и $U_{\text{вх ном}}$ – требуемые номинальные напряжения соответственно на выходе и входе приёмника. Допустимо изменение выходного напряжения 4÷8дБ при значительном 40÷100дБ изменении входного сигнала. При этом нелинейные искажения не должны превышать заданного уровня. Цепь АРУ, которая состоит только из детектора и фильтра, называют *простой* АРУ. В цепь АРУ может включаться усилитель до или после детектора. В высококачественных

радиоприемных устройствах (РПУ) усилитель иногда включают до и после детектора. При наличии в цепи АРУ усилителя её называют *усиленной*.

Система АРУ решает две задачи:

- обеспечение постоянного выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ при изменении напряжения на входе в широких пределах;
- предотвращение перегрузки системы приёмника.

8.2 Основные параметры систем АРУ

Динамический диапазон входных сигналов, при котором должен работать приёмник

$$\alpha = 20 \lg \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}}$$

Динамический диапазон выходных сигналов усилителя с АРУ

$$\beta = 20 \lg \frac{U_{\text{вых max}}}{U_{\text{вых min}}}$$

где $U_{\text{вых max}}$ и $U_{\text{вых min}}$ – максимальное и минимальное значения амплитуд выходного сигнала, при которых оконечное устройство сохраняет работоспособность с заданным качеством. Обычно α и β имеют значения $\alpha \approx 40 \div 100$ дБ; $\beta < 4 \div 8$ дБ.

Максимальный коэффициент усиления приёмника с АРУ

$$K_{\text{max}} = \frac{U_{\text{вых min}}}{U_{\text{вх min}}}$$

где $U_{\text{вх min}}$ – чувствительность приёмника; K_{max} – соответствует нулевому уровню управляющего сигнала.

Минимальный коэффициент усиления

$$K_{\text{min}} = \frac{U_{\text{вых max}}}{U_{\text{вх max}}}$$

соответствует наибольшему входному сигналу и, значит, наибольшему уровню управляющего сигнала.

Коэффициент регулирования напряжения (глубина регулировки)

$$K_{\text{рег}} = \frac{\alpha}{\beta} = \frac{K_{\text{max}}}{K_{\text{min}}}$$

Часто $K_{\text{рег}}$ должен быть значителен. Однако в одном усилительном каскаде не удаётся реализовать изменение коэффициента усиления более чем в несколько десятков раз. Для получения большого $K_{\text{рег}}$ цепь АРУ включают на несколько каскадов радиотракта приёмника. Поскольку коэффициенты передачи последовательных каскадов перемножаются, то и их коэффициенты регулирования перемножаются:

$$K_{\text{рег}} = K_{\text{рег1}} \cdot K_{\text{рег2}} \cdot K_{\text{рег3}}$$

Максимальная глубина регулировки (диапазон регулировки) коэффициента усиления

$$D_{max} = \alpha - \beta.$$

8.3 Основные характеристики систем АРУ

8.3.1 Амплитудная характеристика

Работа регулируемого усилителя совместно с цепью АРУ описывается характеристикой АРУ (рис. 33), показывающей зависимость $U_{вых} = F(U_{вх})$. Если АРУ простая, то при увеличении $U_{вх}$ напряжение $U_{вых} = KU_{вх}$ из-за уменьшения за счёт АРУ резонансного коэффициента усиления K_0 . С повышением $U_{вых}$ увеличивается E_{pec} , и, соответственно, уменьшается K_0 . Недостаток простой АРУ состоит в том, что коэффициент усиления радиотракта уменьшается и при приёме слабых сигналов, когда этого не требуется.

Для устранения этого недостатка используют АРУ с задержкой, при которой цепь АРУ начинает действовать только в том случае, когда входное напряжение $U_{вх}$ превышает пороговое $U_{пор}$; при этом слабые сигналы цепью АРУ не ослабляются. При идеальной работе цепи АРУ с задержкой для $U_{вх} \geq U_{пор}$ напряжение на выходе усилителя постоянно. По мере увеличения коэффициента усиления усилителя в цепи регулировки характеристика АРУ реального усилителя все в большей степени приближается к идеальной.

Регулировочная характеристика представляет собой зависимость коэффициента усилителя регулируемой цепи от регулирующего напряжения: $K = F(E_{pec})$ (рис. 34).

Как уже отмечалось, задачей АРУ является изменение усиления радиотракта приёмника в зависимости от уровня входного сигнала $K = F(U_{вх})$.

Рассмотрим зависимость коэффициента передачи регулируемого усилителя, охваченного системой АРУ, от уровня входного напряжения. Когда напряжение на входе усилителя минимально $U_{вхmin}$, коэффициент усиления должен быть наибольшим K_{max} для того, чтобы обеспечить достаточный уровень напряжения на выходе $U_{выхmin}$. При увеличении входного напряжения коэффициент усиления под действием цепи АРУ уменьшается, при этом сохраняется уровень выходного напряжения.

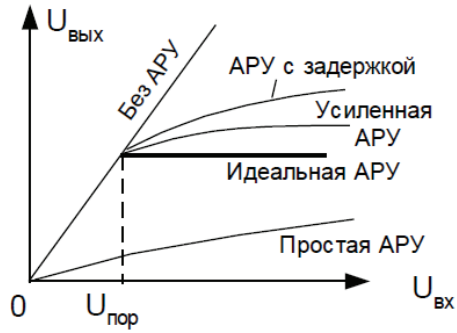


Рисунок 33 – Амплитудные характеристики различных систем АРУ

8.3.2 Регулировочная характеристика

Если $K = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$, где $U_{\text{вых}} = \text{const}$, то зависимость K от $U_{\text{вх}}$ представлена на рис. 35.

На практике выполнение требования $U_{\text{вых}} = \text{const}$ (кривая 1) усложняет схему АРУ, поэтому для упрощения конструкции регулятора допускается изменение $U_{\text{вых}}$ в таких пределах, чтобы не возникали заметные перегрузки цепей приёмника и искажения сигнала. Реальной схеме АРУ соответствует кривая 2.

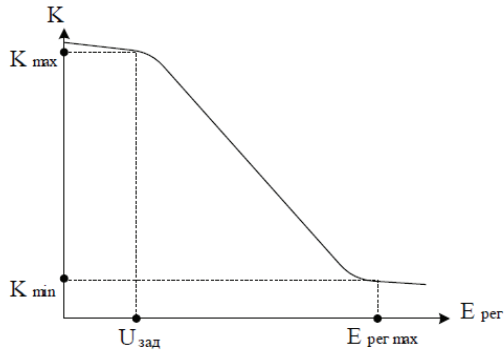


Рисунок 34 – Регулировочная характеристика системы АРУ

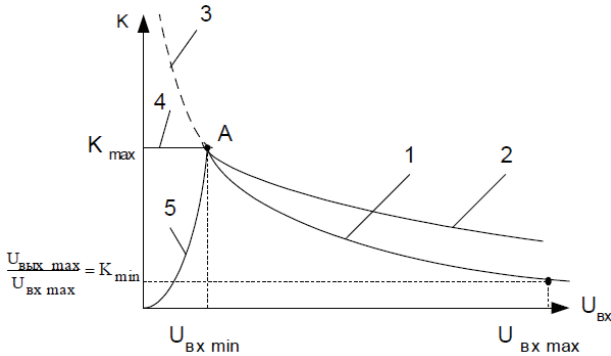


Рисунок 35 - К анализу коэффициента передачи системы АРУ

Сигналы, амплитуда которых на входе усилителя менее U_{exmin} , не могут быть нормально приняты, так как будут искажены шумами приёмника. Тем не менее форма характеристики регулировки усиления левее точки A не безразлична. В простейшем случае это равномерное продолжение кривой 1. Эта часть изображена штриховой линией (кривая 3). Регулировка такого типа, т.е. без нарушения непрерывности закона регулирования при снижении входного сигнала ниже уровня чувствительности называют «простой» АРУ. Применение простой АРУ нежелательно по двум причинам:

- при $U_{ex} < U_{exmin}$ напряжение на выходе остаётся неизменным, но ухудшается соотношение сигнал/шум за счёт роста доли шумов;
- продолжение регулировочной характеристики левее точки A предполагает дополнительное усиление, которое является бесполезным и приводит только к увеличению собственных шумов.

При $U_{ex} < U_{exmin}$ часто значения K оставляют без изменения (кривая 4), т.е. коэффициент усиления оставляют постоянным и равным K_{max} . Это возможно путём выключения цепи АРУ в точке A при $U_{ex} < U_{exmin}$. В этом случае говорят, что АРУ является «задержанной» (или пороговой), так как включение АРУ задерживается до достижения входным напряжением значения U_{exmin} .

В процессе перестройки приёмника, имеющего АРУ, с одной станции на другую, когда сигнал на входе отсутствует, коэффициент усиления максимален, и поэтому максимально усиливаются собственные шумы и внешние помехи. Для устранения шумов при перестройке приёмника с одной станции на другую при малых сигналах ($U_{ex} < U_{exmin}$) применяют бесшумную АРУ (кривая 5). Для реализации бесшумной АРУ создаётся специальная цепь бесшумной регулировки или настройки (БШН), управляемая $E_{рег}$. Если $E_{рег}$ становится ниже определённого уровня, то цепь БШН вырабатывает напряжение E_3 , запирающие УНЧ. При превышении $E_{рег}$ этого порогового значения E_3 становится равным нулю, УНЧ отпирается и работа приёмника восстанавливается.

8.4 Структурные схемы систем АРУ

8.4.1 Структурная схема обратной АРУ

В зависимости от способа подачи регулируемого напряжения схемы АРУ подразделяются на обратные, прямые и комбинированные.

Основной тип АРУ, применяемый в современных приемниках, это так называемая обратная система АРУ или «АРУ назад». Ее структурная схема представлена на рис. 36.

В этой схеме напряжение регулировки $E_{рег}$ получают из напряжения $U_{вых}$ на выходе регулируемого усилителя. Напряжение $E_{рег}$ подаётся со стороны выхода в направлении входа РУ, что и обусловило название этого вида АРУ. Детектор АРУ (Д) обеспечивает напряжение $E_{рег}$ на его выходе, пропорциональное амплитуде напряжения $U_{вых}$

$$E_{рег} = K_d U_{вых}.$$

Фильтр АРУ (Ф) отфильтровывает составляющие спектра частот модуляции и пропускает медленно меняющиеся составляющие напряжения $E_{рег}$.

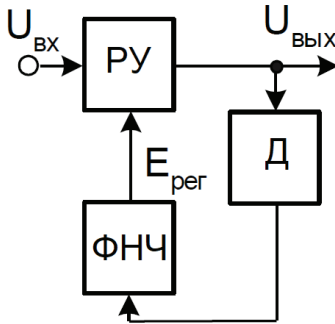


Рисунок 36 – Структурная схема обратной системы АРУ

Особенностью обратной регулировки является то, что она не позволяет получать идеальную характеристику АРУ; можно лишь приблизиться к ней. Обратная АРУ не может быть идеальной, поскольку для её нормального функционирования принципиально необходимо приращение выходного напряжения $\Delta U_{вых}$.

8.4.2 Структурная схема прямой АРУ

Цепь АРУ (рис. 37) подключена ко входу регулируемого усилителя, напряжение регулировки $E_{рег}$ формируется в результате детектирования входного напряжения.

При увеличении $U_{вх}$ напряжение на выходе детектора АРУ возрастает, при этом увеличивается $E_{рег}$, что вызывает уменьшение K_0 . Напряжение $U_{вых} = K_0 U_{вх}$. Если $U_{вх}$ увеличивается, то K_0 уменьшается; при этом их произведение может

оставаться постоянным. Прямая АРУ в принципе позволяет получить идеальную характеристику регулировки, но практически добиться этого не удаётся. Такой АРУ свойствен ряд недостатков, основной из которых состоит в необходимости включать перед детектором в цепи АРУ дополнительный усилитель с большим коэффициентом усиления. Прямая АРУ нестабильна, т.е. подвержена действию различных дестабилизирующих факторов. Если, например, из-за изменения температуры или напряжения источника питания коэффициент усиления K_0 регулируемого усилителя увеличится, то характеристика АРУ из идеальной превратится в характеристику с нарастающим $U_{вых}$.

8.4.3 Структурная схема комбинированной АРУ

В системах комбинированной АРУ рационально используются преимущества обеих схем АРУ: стабильность обратной АРУ и возможность получения идеальной характеристики в прямой АРУ (рис. 38).

Для первого усилителя – это обратная, а для второго – прямая АРУ. Основная регулировка происходит в РУ1; он, как правило, содержит несколько регулируемых каскадов.

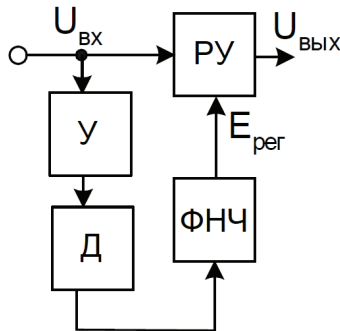


Рисунок 37 – Структурная схема прямой АРУ

Второй регулируемый усилитель обычно однокаскадный, его основная задача – несколько скомпенсировать возрастающее напряжение на выходе первого усилителя. То, что идеальной регулировки нельзя достигнуть на практике, не имеет большого значения, так как пределы изменения $U_{вых}$ невелики.

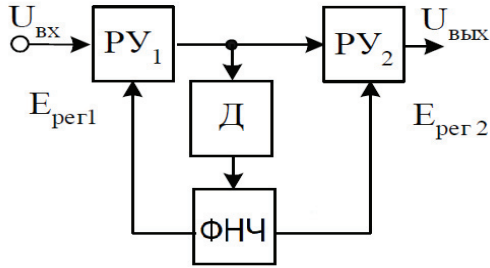


Рисунок 38 – Структурная схема комбинированной АРУ

8.5 Переходный процесс в системе с обратной АРУ

Рассмотрим работу во времени усилителя с обратной АРУ при изменении за счёт замираний амплитуды $U_{вх}$. Предположим, что $U_{вх}$ скачком возросло, при этом в первый момент (в случае безынерционности усилителя) $U_{вых}$ также скачком возрастет (рис. 39), что приведет к скачкообразному увеличению напряжения на входе цепи АРУ.

Из-за наличия в цепи АРУ инерционных элементов (фильтра детектора АРУ) $E_{пер}$ не изменяется скачком, а начинает постепенно нарастать, что приводит к уменьшению K_0 . В усилителе с АРУ возникает переходный процесс, и прежде, чем напряжение $U_{вых}$ на его выходе установится, проходит определенное время.

Закон изменения $U_{вых}$ в процессе его установления, который может быть аperiodическим либо колебательным, зависит от типа ФНЧ в цепи АРУ. Если ФНЧ – однозвенный $R_\phi C_\phi$ -фильтр, то $U_{вых}$ будет устанавливаться по экспоненциальному аperiodическому закону с $\tau = R_\phi C_\phi / (1 + K_{пер})$, где $K_{пер} = (\Delta K_0 / K_0) / (\Delta U_{вх} / U_{вх})$, $\Delta U_{вх}$ и ΔK_0 – соответственно приращение входного напряжения и вызываемое им приращение коэффициента усиления регулируемого усилителя. В этом случае говорят о *системе АРУ первого порядка*.

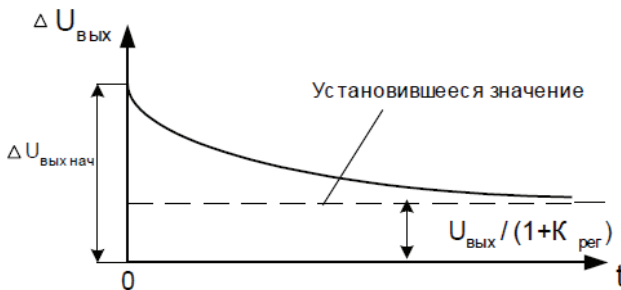


Рисунок 39 – К пояснению переходного процесса в системе с обратной АРУ

Если ФНЧ двух или трехзвенный, то переходный процесс в системе АРУ носит колебательный характер, что нарушает нормальный приём сигнала. Если переходной процесс имеет колебательный характер, то изменения регулирующего напряжения U_p могут затруднить нормальный радиоприем. Поэтому обычно в цепи АРУ применяют в качестве ФНЧ простые RC-звенья. Коэффициент передачи однозвенного фильтра равен

$$K_{\Phi} = \frac{1}{1+pRC},$$

тогда переходной процесс можно считать аperiodическим.

8.6 Функциональная схема системы обратной АРУ, её математическое описание

Зависимость коэффициента усиления k_y от величины регулирующего напряжения u_p , в общем случае, является линейной. Часто её аппроксимируют линейной зависимостью вида:

$$k_y = k_0 - S_{py}u_p, \quad (82)$$

где k_0 - значение коэффициента усиления при нулевом регулирующем напряжении, S_{py} - крутизна регулировочной характеристики усилителя.

При отсутствии ограничения в усилителе амплитуда $U_2(t)$ выходного напряжения связана с амплитудой $U_1(t)$ входного сигнала соотношением:

$$U_2(t) = k_y U_1(t). \quad (83)$$

При линейном режиме детектирования выходное напряжение детектора u_d определяется выражением:

$$u_d = \begin{cases} k_d(U_2 - U_3) & \text{при } U_2 \geq U_3 \\ 0 & \text{при } U_2 < U_3 \end{cases} \quad (84)$$

где k_d - коэффициент передачи детектора, U_3 - напряжение задержки.

Выходное напряжение фильтра описывается уравнением:

$$u_p(t) = W_{\Phi}(s)u_d(t), \quad (85)$$

где $W_{\Phi}(s)$ - операторный коэффициент передачи фильтра.

Введём обозначения: $k_d(U_2 - U_3) = x$, $f(x)$ - нелинейная зависимость вида:

$$f(x) = \begin{cases} x, & \text{при } x \geq 0, \\ 0, & \text{при } x < 0. \end{cases}$$

Структурная схема системы АРУ, построенная в соответствии с уравнениями (82) - (85), показана на рис. 40.

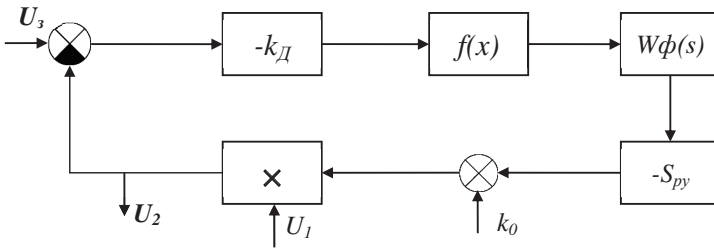


Рисунок 40 – Структурная схема системы АРУ

Вопросы для самоконтроля

- 1 Для чего применяют системы АРУ?
 - 2 Что называют динамическим диапазоном входных сигналов?
 - 3 Что такой максимальный коэффициент усиления приемника с АРУ?
- Поясните работу АРУ с задержкой?

9 Цифровые радиотехнические следящие системы

9.1 Общая характеристика цифровых радиотехнических следящих систем

Широкое распространение в настоящее время получили цифровые системы радиоавтоматики, и, в частности, цифровые следящие системы. Цифровыми обычно называют следящие системы, все или часть блоков которых (дискриминаторы, фильтры, генераторы опорного сигнала) построены на базе цифровых вычислительных машин (ЦВМ) или в виде отдельных цифровых устройств, использующих элементы импульсной и цифровой техники: триггеры, логические элементы И, ИЛИ, счетчики, регистры памяти и др. Важными достоинствами цифровых следящих систем являются: резкое упрощение их настройки и регулировки, делающее такие системы весьма технологичными, высокая стабильность их характеристик и параметров, высокая надежность. К достоинствам таких систем относится также удобство изменения их параметров в процессе работы, позволяющее реализовать в них сложные алгоритмы обработки сигналов, гарантированная точность получаемых результатов и ряд других. Перечисленные достоинства делают цифровые системы весьма перспективными и во многих случаях им отдается предпочтение. При построении цифровых систем возникает и определенные трудности. Характерной особенностью этих систем является обработка процессов, подвергшихся дискретизации по времени и квантованию по уровню. В общем случае выполнение этих операций приводит к возрастанию ошибки слежения. Поэтому при построении цифровых систем

необходимо принимать меры, чтобы сделать это увеличение незначительным. Возможность успешного применения цифровых следящих систем тесно связана с развитием элементной базы: интегральных микросхем, микропроцессоров, мини ЭВМ. Цифровые системы радиоавтоматики весьма разнообразны. Рассмотрим цифровую радиотехническую следящую систему (рис. 41), наиболее близкой к рассмотренным ранее аналоговым системам. В этой системе используются аналоговый дискриминатор (Дис), аналоговый генератор опорного сигнала (ГОС) и цифровой фильтр (ЦФ). Связь между цифровыми и аналоговыми блоками системы обеспечивается с помощью аналого-цифрового (АЦП) и цифро-аналогового (ЦАП) преобразователей. Для того чтобы ограничить ширину спектра процесса, поступающего на АЦП, на выходе дискриминатора часто включают аналоговый фильтр нижних частот (Ф). По схеме, приведенной на рис. 41, могут быть построены цифровые системы слежения за направлением прихода, частотой, фазой радиосигнала и другие радиотехнические следящие системы. Заметим, что поскольку в изображенной на рис. 41 цифровой системе используются как цифровые, так и аналоговые устройства, системы такого типа иногда называют аналого-цифровыми. Специфическими (по сравнению с рассмотренными ранее) элементами системы являются АЦП, цифровой фильтр и ЦАП. Поясним несколько подробнее их назначение и дадим математическое описание.

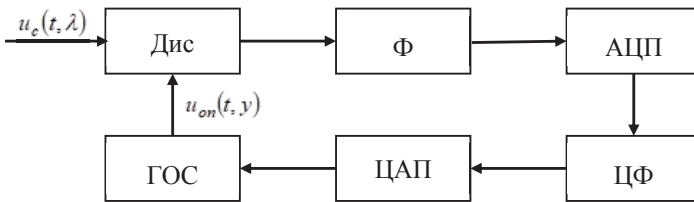


Рисунок 41 – Цифровая следящая система

9.2 Элементы цифровых следящих систем

9.2.1 Аналого-цифровой преобразователь

Аналого-цифровой преобразователь, входящий в систему, осуществляет периодическое преобразование напряжения, поступающего с аналогового дискриминатора, в цифровую форму. Существуют различные варианты АЦП, работающих по методу взвешивания, счетно-импульсному и др. Для получения математического описания работы АЦП в составе цифровой следящей системы удобно представить выполняемое им преобразование как двухэтапный процесс. На первом этапе непрерывное напряжение $u(t)$, поступающее на вход АЦП, подвергается дискретизации по времени. На втором этапе оно квантуется по уровню, и полученные квантованные по уровню величины заменяются числами, представленными в виде кодов.

В процессе временной дискретизации входное непрерывное напряжение $u(t)$ преобразуется в дискретную по времени последовательность $u(t) \rightarrow u(kT)$, где $k = 0, 1, 2, \dots, T$ - период временной дискретизации.

Это преобразование – линейная операция и может рассматриваться как прохождение напряжения $u(t)$ через ключ, коэффициент передачи которого изменяется по закону:

$$k(t) = \begin{cases} 1, & \text{при } t = kT, \\ 0, & \text{при } t \neq kT. \end{cases} \quad (86)$$

Этот ключ назовём дискретным элементом (ДЭ). Квантование по уровню, выполняемое на следующем этапе преобразований в АЦП, состоит в округлении значений процесса $u(kT)$ до величин $u_{\text{кв.}}(kT)$, кратных шагу ΔU квантования по уровню: $u_{\text{кв.}}(kT) = \Delta U_n(kT)$, где n - номер квантованного уровня. $\Delta U_n(kT)$ заменяются далее числами $n(kT)$, записанными в некоторой системе исчисления (часто двоичной) и отображёнными соответствующими кодовыми группами. Операция квантования по уровню и замены квантованных величин числами описывается нелинейной функцией $Q(u)$, характер которой показан на рис. 42.

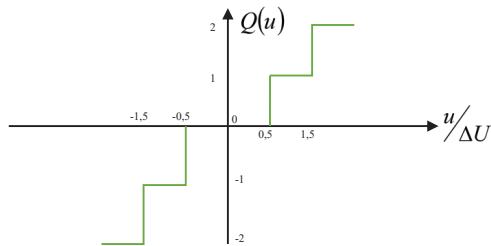


Рисунок 42 – Квантование по уровню

Таким образом, в результате работы АЦП поступающее на его вход непрерывное напряжение $u(t)$ преобразуется в последовательность чисел $n(kT)$, появляющихся в дискретные моменты времени $t=kT$. Учитывая все преобразования, выполняемые АЦП, его эквивалент можно представить в виде двух последовательно включенных звеньев. Первое из них – дискретный элемент с коэффициентом передачи (86). Второе – безынерционное нелинейное звено с характеристикой $Q(u)$.

9.2.2 Цифровой фильтр

Цифровым фильтром называют устройство, которое преобразует поступившую на его вход последовательность чисел $n(kT)$ в другую последовательность чисел $n_l(kT)$, формируемую на выходе фильтра. Цифровой

фильтр является дискретным устройством. Если при выполнении арифметических операций числа не подвергаются в нем округлению, то цифровой фильтр так же, как и дискретные системы, рассмотренные ранее, можно описать линейным разностным уравнением. В компактной форме это уравнение записывается в виде

$$n_1(kT) = W(c)n(kT) \quad (87)$$

где c – оператор временного сдвига на время T ; $W(c)$ — операторный коэффициент передачи цифрового фильтра, связанный с его дискретной передаточной функцией $W_{циф}(z)$ соотношением $W(c) = W_{циф}(z)/z^{-1}$.

9.2.3 Цифро-аналоговый преобразователь

Цифроаналоговый преобразователь используется в рассматриваемой системе для преобразования последовательности чисел, поступающей с выхода цифрового фильтра в непрерывное напряжение:

$$u_{вых.}(t) = \sum_k n_1(kT) \Delta U_1 h(t - kT), \quad (88)$$

где

ΔU_1 – шаг преобразования, т.е. приращение выходного напряжения ЦАП при увеличении поступающего на его вход числа на единицу;

$h(t)$ - функция, зависящая от используемого в преобразователе метода экстраполяции.

Эквивалент ЦАП приведён на рис. 43.



Рисунке 43 – Эквивалент цифроаналогового преобразователя

На схеме приняты следующие обозначения:

\perp - импульсный элемент с коэффициентом передачи, описываемым последовательностью дельта-функций: $k(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \delta(t - kT)$, замыкающийся в моменты появления чисел на входе преобразователя, $W_{циф}(s)$ - операторный коэффициент передачи формирующего фильтра с импульсной переходной функцией, равной $\Delta U_1 h(t)$. При использовании в ЦАП экстраполятора нулевого порядка:

$$W_{циф}(s) = \Delta U_1 (1 - e^{-sT}) / s.$$

Осуществляемое в ЦАП преобразование чисел в импульсы напряжения, как вытекает из (88), можно представить в виде следующих математических операций.

Число $n_1(kT)$ умножается на дельта-функцию $\delta(t-kT)$, которая воздействует далее на формирующий фильтр с импульсной переходной функцией $\Delta U_1 h(t)$, вызывая появление на его выходе импульса напряжения $n_1(kT) \times \Delta U_1 h(t-kT)$.

Список использованных источников

1 Затучный Д.А. Автоматика и управление. Учебное пособие. – М.: МГТУ ГА, 2011. 81 с.

2 Араманович И.Г., Лунц Г.Л., Эльсгольц Л.Э. Функции комплексного переменного. Операционное исчисление. Теория устойчивости. - М.: Наука, 1968. 416 с.

3 Теория автоматического управления. Часть 1. Теория линейных систем автоматического управления./ Под редакцией А.А. Воронова, – М.: Высшая школа, 1977. 303 с.

4 Яковлева Д.А., Биктеева Е.Б. Теория автоматического управления, часть 1. Учебное пособие. – М.: МГТУ ГА, 2018, 80 с.

5 Карпов А.Г. Теория автоматического управления. Часть 1. Учебное пособие. – Томск: ТМЛ-Пресс, 2011, 212 с.

6 Первачев С.В. Радиоавтоматика: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1982, 296 с.