

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«СЕВАСТОПОЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»**

Институт радиоэлектроники и информационной безопасности

«РАДИОАВТОМАТИКА»

МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ

**к изучению дисциплины
и выполнению контрольной работы
для студентов заочной формы обучения
направления 11.03.01 «Радиотехника» и
специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы»**

УДК 621.396

Рецензент:

доцент, канд. техн. наук **А.А. Щекатурин**

Составители: Э.Ф. Бабуров, И.В. Лащенко.

«Радиоавтоматика»: методические рекомендации к изучению дисциплины и выполнению контрольной работы для студентов заочной формы обучения направления 11.03.01 «Радиотехника» и специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы» / СевГУ; сост. Э. Ф. Бабуров, И. В. Лащенко. — Севастополь: Изд-во СевГУ, 2017. — 40 с.

Целью методических рекомендаций является оказание помощи студентам заочной формы обучения при самостоятельном изучении дисциплины «Радиоавтоматика», а также при выполнении и оформлении контрольной работы.

УДК 621.396

Методические рекомендации утверждены на заседании кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» 01 марта 2017 года, протокол № 8.

Методические рекомендации рассмотрены и рекомендованы к изданию на заседании методической комиссии института радиоэлектроники и информационной безопасности 02 марта 2017 года, протокол № 7.

Ответственный за выпуск: д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой «Радиоэлектроника и телекоммуникации» **Афонин И. Л.**

Издательский номер 08/17

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	4
Цель изучения дисциплины.....	4
1. Содержание дисциплины.....	5
2. Контрольные задания и методические рекомендации по их выполнению....	7
2.1 Задание 1. Исследование частотно-временных характеристик типовой системы радиоавтоматики.....	7
2.2. Задание 2. Изучение методов оценки устойчивости и коррекции систем радиоавтоматики.....	13
2.3. Задание 3. Изучение методов оценки точности систем радиоавтоматики	21
2.4. Задание 4. Исследование дискретной системы радиоавтоматики.....	30
2.5. Задание 5. Виды систем радиоавтоматики.....	36
Библиографический список.....	38
Приложение А. Таблица преобразований Лапласа и Z-преобразований.....	39

ВВЕДЕНИЕ

Практически все современные радиотехнические комплексы радиосвязи, радионавигации, радиолокации, радиоуправления имеют в своем составе автоматические системы, которые называют **системами радиоавтоматики (СРА)**. Радиоавтоматика (РА) изучает принципы построения и свойства таких систем.

Учебным планом дисциплины «Радиоавтоматика» заочной формы обучения предусматривается 8 часов лекционных занятий и 4 часа практических занятий. Студенты выполняют одну контрольную работу. **Вариант выбирается по номеру зачетной книжки.** Форма отчетности по дисциплине — экзамен.

Целью изучения дисциплины «Радиоавтоматика» является получение знаний студентами в области

- теоретических основ анализа и синтеза автоматических устройств и систем радиолокации, навигации и радиосвязи;
- физических основ функционирования элементов, устройств и систем радиоавтоматических комплексов;
- методов построения современных систем радиоавтоматики и основных тенденций их развития.

В результате изучения дисциплины **студент должен знать:**

- методы математического описания непрерывных, дискретных и цифровых линейных и нелинейных систем радиоавтоматики (СРА);
- методы исследования основных характеристик СРА (устойчивости, точности, быстродействия);
- способы синтеза систем и устройств радиоавтоматики с заданными характеристиками;
- методы оптимизации СРА.

В результате изучения дисциплины **студент должен уметь:**

- определять основные частотно-временные характеристики СРА, оценивать их погрешности, параметры переходных процессов;
- моделировать системы радиоавтоматики на ЭВМ;
- обладать практическими навыками синтеза СРА с требуемыми характеристиками.

1. СОДЕРЖАНИЕ ДИСЦИПЛИНЫ

При изучении дисциплины «Радиоавтоматика» рассматриваются следующие разделы.

1.1. Принципы построения автоматических систем

Обобщенная структурная схема систем радиоавтоматики. Замкнутый и разомкнутый контур управления. Принципы управления. Классификация систем радиоавтоматики.

Математическая модель системы радиоавтоматики. Методика составления дифференциальных уравнений. Линеаризация уравнений.

Применение типовых динамических звеньев для описания систем радиоавтоматики. Позиционные звенья: безынерционное, апериодическое, колебательное. Дифференцирующие звенья: идеальное дифференцирующее, реальное дифференцирующее, форсирующее. Интегрирующие звенья: идеальное интегрирующее и инерционное интегрирующее. Назначение, передаточная функция, временные и частотные характеристики каждого типа звеньев.

Применение типовых воздействий для исследования систем радиоавтоматики: δ -функции, единичного гармонического сигнала, степенных функций времени. Показатели качества, определяемые по переходной характеристике.

1.2. Анализ линейных и нелинейных систем

Анализ качества линейных систем. Показатели устойчивости, точности, быстродействия систем радиоавтоматики. Интегральная оценка качества.

Понятие устойчивости систем радиоавтоматики. Необходимое условие устойчивости. Анализ устойчивости систем радиоавтоматики с помощью алгебраических критериев. Критерий Гурвица. Анализ устойчивости систем радиоавтоматики с помощью частотных критериев. Критерий Михайлова. Критерий Найквиста. Абсолютно и условно устойчивые системы. Определение устойчивости по логарифмическим характеристикам. Абсолютно и условно устойчивые системы. Необходимые запасы устойчивости систем радиоавтоматики. Определение запасов устойчивости по годографу Найквиста и логарифмическим характеристикам. Критический коэффициент усиления.

Анализ точности линейной системы при детерминированном воздействии. Статические и динамические ошибки. Метод коэффициентов ошибок. Понятие памяти астатической системы. Связь порядка астатизма системы с установившейся ошибкой. Оценка точности системы радиоавтоматики при случайном воздействии. Определение суммарной среднеквадратической ошибки.

Анализ нелинейных систем радиоавтоматики. Виды нелинейностей. Особенности процессов в нелинейных системах. Точные методы анализа

нелинейных систем. Приближенные методы анализа нелинейных систем: метод гармонической линеаризации, метод статистической линеаризации.

Применение математического моделирования при анализе и синтезе систем радиоавтоматики.

1.3. Анализ дискретных и цифровых систем

Применение цифровых систем радиоавтоматики. Математическая модель преобразования непрерывного сигнала в дискретный. Передаточная функция формирующего элемента. Импульсный фильтр. Применение Z-преобразования для анализа цифровых систем радиоавтоматики. Передаточные функции цифровых устройств систем радиоавтоматики. Анализ устойчивости цифровых систем радиоавтоматики. Оценка качества цифровых систем. Исследование переходных процессов. Применение разностных уравнений для анализа цифровых систем. Алгоритм работы цифрового фильтра. Анализ точности цифровых систем.

1.4. Синтез и коррекция автоматических систем

Динамический синтез систем. Робастные системы. Коррекция систем радиоавтоматики. Способы включения корректирующих устройств. Виды корректирующих звеньев. Назначение и характеристики звена с опережением по фазе, звена с отставанием по фазе, интегро-дифференцирующего звена.

Задача оптимального синтеза систем радиоавтоматики. Оптимальные системы радиоавтоматики. Синтез систем, оптимальных по точности. Адаптивные системы радиоавтоматики. Экстремальные системы. Комплексные системы радиоавтоматики. Принцип инвариантности. Применение нерадиотехнических датчиков.

Методы синтеза цифровых систем. Цифровые корректирующие устройства.

1.5. Функционирование основных радиотехнических автоматических систем

Функциональные схемы и принципы действия системы сопровождения по направлению, системы слежения за временным положением импульсов (сопровождения по дальности), систем слежения за частотой (частотной схемы слежения за частотой и системы фазовой автоподстройки частоты), систем автоматического регулирования усиления.

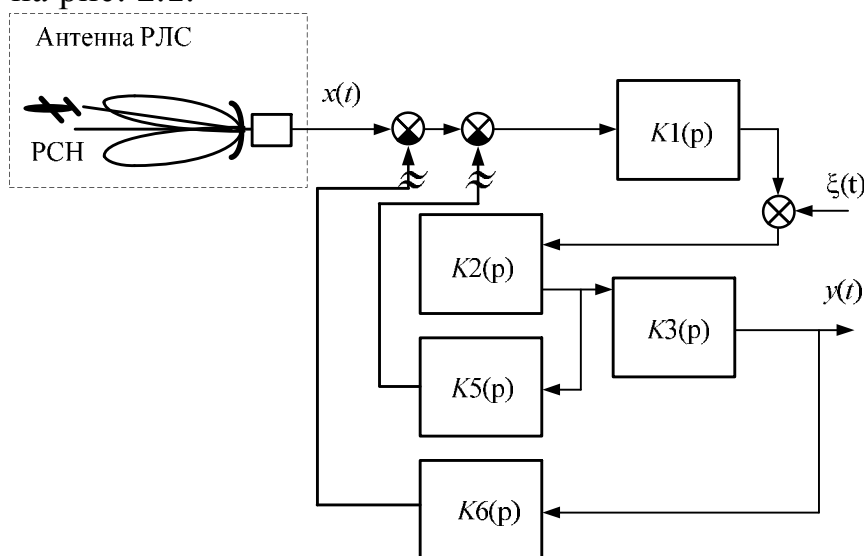
Основные элементы систем радиоавтоматики. Объекты управления. Устройства управления. Фазовые детекторы. Частотные дискриминаторы. Моноимпульсные угловые дискриминаторы и угловой дискриминатор с коническим сканированием. Временной дискриминатор. Дискриминационная характеристика.

Элементы и устройства цифровых систем радиоавтоматики. Цифровой фазовый детектор. Цифровой временной дискриминатор. Цифровой частотный дискриминатор.

2. КОНТРОЛЬНАЯ РАБОТА И МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ЕЕ ВЫПОЛНЕНИЮ

2.1. Задание 1. Исследование частотно-временных характеристик типовой системы радиоавтоматики

В радиолокации широко применяются системы автоматического определения направления прихода радиоволн. Обобщенная структурная схема системы автоматического сопровождения по направлению (АСН) представлена на рис. 2.1.



$x(t)$ — входное задающее воздействие, соответствует углу отклонения цели от заданного направления; $y(t)$ — выходное регулируемое воздействие, соответствует требуемому углу поворота антенны; $\xi(t)$ — воздействие помехи; $K_i(p)$ — передаточные функции звеньев системы

Рис. 2.1 — Структурная схема системы автоматического сопровождения по направлению

2.1.1. Порядок выполнения расчетов

1) Определите передаточную функцию замкнутой СРА по управляющему сигналу и помехе, передаточную функцию разомкнутой системы (места размыкания показаны на рис. с помощью символа $\approx$).

2) Постройте амплитудно-частотную и фазочастотную характеристики разомкнутой системы (исходные данные приведены в табл. 2.1).

3) Постройте переходную и импульсную характеристики разомкнутой системы, определите длительность переходного процесса.

4) Заполните табл. 2.2 с характеристиками типовых звеньев.

Таблица 2.1 — Исходные данные

Вариант №	$K1(p)$	$K2(p)$	$K3(p)$	$K4(p)$	$K5(p)$
00,20,40,60,80	$p+10$	p^{-1}	$(p+1)^{-2}$	$20p+0,5$	p^{-1}
01,21,41,61,81	$(p+1)^2$	$(p+1)^{-3}$	p^{-1}	$p+1$	p
02,22,42,62,82	p^{-2}	$p+1$	$(p+50)^{-1}$	$15p+10$	p^{-2}
03,23,43,63,83	$p+20$	$1/4p$	$0,1p+10$	$10p+8$	$2p^2$
04,24,44,64,84	p^2+100	p^{-3}	$0,01p+2$	$p+1$	p^{-2}
05,25,45,65,85	p	$(p+1)^{-2}$	10	p	p^{-2}
06,26,46,66,86	$p+1000$	$(p+100)^{-1}$	$(10p+1)^{-1}$	p^2	p^{-1}
07,27,47,77,87	$(0,5p+1)^{-1}$	$(p+100)^{-1}$	100	p	p
08,28,48,88,88	$0,1p^2$	$(10p+1)^{-2}$	10	p^{-1}	1
09,29,49,99,89	$(p+0,01)^{-1}$	$(5p+1)^{-1}$	p^{-2}	p^{-2}	10
10,30,50,70,90	10	$(0,1p+1)^{-2}$	p^{-1}	p	p^{-1}
11,31,51,71,91	$p+5$	$1/8p$	$p+60$	$p+60$	$8p^2$
12,32,52,72,92	$(p+10)^{-1}$	$10p$	$2p+1$	$p+1$	$10p$
13,33,53,73,93	$p+40$	$1/2p$	$0,1p+10$	$40p+10$	$2p^2$
14,34,54,74,94	$1/(p+2)^2$	$P+1$	$P+12$	$0,5p+1$	p
15,35,55,75,95	p	$1/p$	$10p+5$	$p+4$	$8p^2$
16,36,56,76,96	$p+10$	p^{-1}	$(p+1)^{-2}$	$20p+0,5$	p^{-1}
17,37,57,77,97	$p+10$	$(p+100)^{-2}$	10	p	p^{-1}
18,38,58,78,98	p	$(p+10)^{-2}$	$(p+1)^{-1}$	p^{-2}	p
19,39,59,79,99	$(5p+1)^{-2}$	$(10p+1)^{-1}$	$0,1p$	p^2	p^2

Таблица 2.2 — Характеристики типовых звеньев

Название звена	Передат. функция	Уравн. движения	ЛАХ	ЛФХ	Переходн. харак-ка	Импульсн. харак-ка
Усилительное						
Апериод. 1-го порядка						
Колебательное						
Идеальное дифференцир.						
Форсирующее						
Идеальное интегрирующ.						

2.1.2. Методические рекомендации к заданию 1

Передаточная функция линейной системы вводится как отношение изображений по Лапласу выходного $Y(p)$ и входного $X(p)$ воздействий при нулевых начальных условиях:

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

Передаточная функция системы характеризует динамические свойства системы, она не зависит от управляющего воздействия и определяется параметрами системы a_i, b_j . Коэффициенты a_i, b_j определяются конкретными физическими параметрами элементов: емкостью, индуктивностью, коэффициентом демпфирования, массой и т.д. Знаменатель передаточной функции замкнутой системы, приравненный к нулю, называется **характеристическим уравнением**: $a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \mathbf{K} + a_0 = 0$.

При анализе качества систем радиоавтоматики наиболее широко применяются передаточная функция замкнутой системы, разомкнутой системы, передаточная функция ошибки. Эти функции взаимосвязаны — каждую из них можно определить, зная любую другую.

Передаточная функция замкнутой системы (рис. 2.2)

$$K_3(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{K_p(p)}{1 + K_p(p)},$$

где $K_p(p) = \frac{Y(p)}{E(p)}$ — передаточная функция разомкнутой системы, $E(p)$ — изображение по Лапласу сигнала рассогласования системы $e(t) = x(t) - y(t)$. Такая схема с единичной отрицательной обратной связью типична для систем радиоавтоматики.

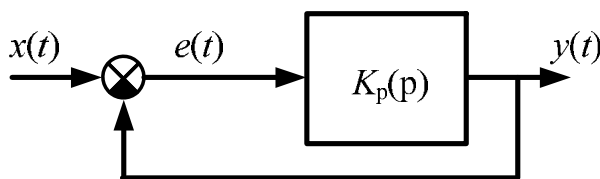


Рис. 2.2 — Замкнутая система радиоавтоматики

Передаточная функция ошибки $K_E(p) = \frac{E(p)}{X(p)} = \frac{1}{1 + K_p(p)} = 1 - K_3(p)$.

Для линейных систем справедлив **принцип суперпозиций**: реакция системы на сумму воздействий равна сумме реакций на каждое из этих воздействий. Такую систему можно представить в виде каскадного соединения **динамических элементов направленного действия** (типовых звеньев), в которых воздействие передается только в одном направлении — от входа к выходу и нет обратного воздействия на предыдущие элементы. Свойства таких элементов не зависят от того, рассматриваются они отдельно или включенными в систему.

При заполнении таблицы 2.2 с характеристиками типовых звеньев рекомендуется воспользоваться аналогичными таблицами, приведенными в учебной литературе [4].

По структурной схеме системы радиоавтоматики, состоящей из типовых звеньев, без сложных математических вычислений можно определить передаточные функции по управляющему воздействию и по помехе, которые широко используются при анализе систем. В системах радиоавтоматики рассматриваются три типа соединения звеньев: последовательное, параллельное и соединение с обратной связью (рис. 2.3). Для определения общей передаточной функции двух звеньев, соединенных **последовательно**, перемножают их передаточные функции $K_{\text{ПОСЛ}}(p) = K_1(p)K_2(p)$; при **параллельной** связи — передаточные функции суммируются $K_{\text{ПАР}}(p) = K_1(p) + K_2(p)$; при соединении с **обратной связью** общая передаточная функция определяется по формуле $K_{\text{ОС}}(p) = \frac{K_1(p)}{1 - K_1(p)K_2(p)}$, если $K_1(p)$ — передаточная функция звена, стоящего в

прямой ветви, а $K_2(p)$ — передаточная функция звена, стоящего в цепи обратной связи. Знак в знаменателе определяется видом обратной связи: «−» соответствует положительной обратной связи, а «+» — отрицательной, которая обозначается на структурной схеме системы с помощью заштрихованного сектора сумматора.

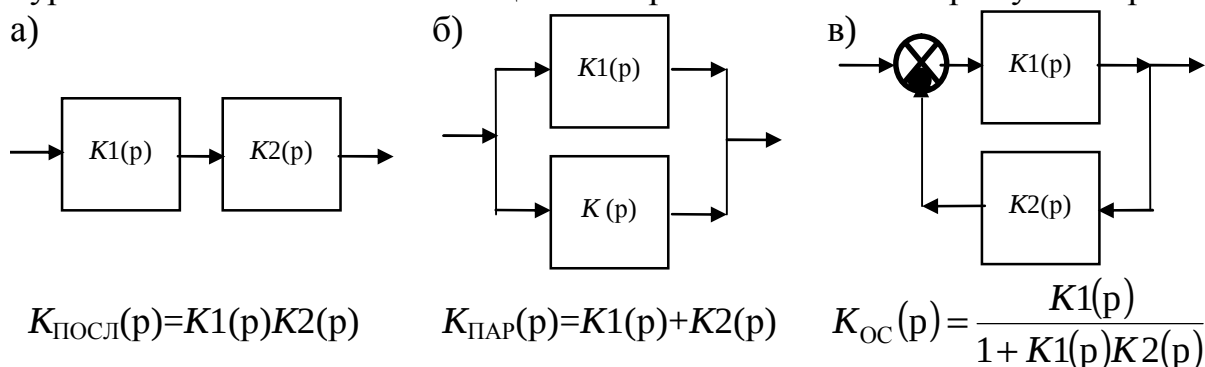


Рис. 2.3 — Соединения звеньев системы радиоавтоматики: последовательное (а), параллельное (б), соединение с обратной связью (в)

Для определения передаточной функции необходимо упростить заданную структурную схему, преобразовав ее к виду последовательного соединения звеньев между входом задающего воздействия (или помехи) и выходом.

Передаточные функции сложных многоконтурных систем определяют путем последовательного приведения структурной схемы к эквивалентной одноконтурной. В процессе преобразования можно переносить точки соединения ветвей (узлы) через звенья для исключения перекрестных связей (рис. 2.4). При переносе точки съема сигнала против направления прохождения сигналов, в переносимую ветвь нужно включить звено с передаточной функцией тех звеньев, которые расположены между прежней и новой точкой съема сигнала. При переносе ветви по направлению прохождения сигнала в нее добавляются звенья с

передаточными функциями, обратными передаточным функциям всех звеньев, расположенных между прежней и новой точками съема.

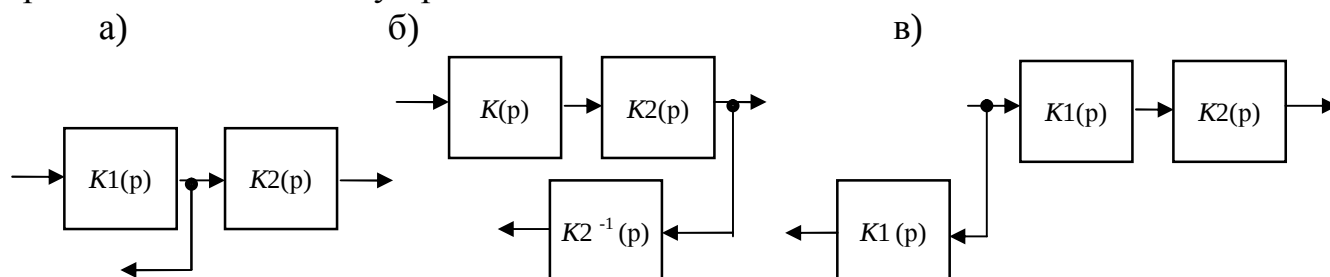


Рис. 2.4 — Преобразования звеньев системы радиоавтоматики: исходная схема (а), при переносе ветви по направлению прохождения сигнала (б), при переносе ветви против прохождения сигнала (в)

Наряду с передаточной функцией для описания свойств динамических элементов используются **частотные характеристики**, которые описывают свойства динамических элементов по передаче гармонических воздействий.

Отношение комплексной амплитуды гармонического сигнала на выходе в установившемся режиме к комплексной амплитуде гармонического сигнала на входе называют **комплексным коэффициентом передачи**

$$K(j\omega) = K(p)|_{p=j\omega} = \operatorname{Re} K(j\omega) + j\operatorname{Im} K(j\omega) = |K(j\omega)|e^{j\phi(\omega)}.$$

Амплитудно-фазовой характеристикой или **годографом частотной характеристики** системы РА называется кривая, которую описывает на плоскости комплексного переменного вектор частотной характеристики при изменении частоты от 0 до ∞ . Построение годографа может происходить в декартовых или полярных координатах.

Обычно исследуются следующие частотные характеристики:

- **Амплитудно-частотная характеристика** — зависимость от частоты отношения амплитуды сигнала на выходе системы к амплитуде сигнала на входе

$$A(\omega) = |K(j\omega)| = \sqrt{[\operatorname{Re} K(j\omega)]^2 + [\operatorname{Im} K(j\omega)]^2}.$$

- **Фазо-частотная характеристика** — зависимость сдвига фаз между входным и выходным сигналами

$$\phi(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im} K(j\omega)}{\operatorname{Re} K(j\omega)}.$$

Большое распространение в теории и практике автоматического управления получили **логарифмические частотные характеристики (ЛЧХ)**. Логарифмическая амплитудная характеристика (ЛАХ) — это зависимость $\Lambda(\omega) = 20 \lg A(\omega)$. При построении логарифмической фазовой характеристики (ЛФХ) принято сдвиг фаз откладывать в радианах, а ось частот изображать в логарифмическом масштабе. Основным достоинством ЛЧХ является возможность их построения без вычислений, так как они могут быть

аппроксимированы с большой точностью отрезками прямых линий — асимптотами. Такие ЛАЧХ называются асимптотическими.

В качестве **временных характеристик** широко используются переходная и импульсная характеристики.

• **Переходная характеристика** — это реакция динамического элемента на воздействие в виде единичной ступенчатой функции.

Учитывая, что изображение по Лапласу функции $1(t)$ равно $\frac{1}{p}$, можно определить переходную характеристику $h(t)=L^{-1}[K(p)/p]$ (см. Приложение А).

• **Импульсная характеристика** — это реакция динамического элемента на воздействие в виде δ -функции.

Учитывая, что изображение по Лапласу функции $\delta(t)$ равно 1, импульсная характеристика определяется как $g(t)=L^{-1}[K(p)]$.

Показатели качества для апериодического процесса, определяемые по переходной характеристике (рис. 2.5):

- 1) постоянная времени T элемента, определяемая величиной отрезка, отсекаемого на линии установившегося режима касательной, проведенной к графику в начале координат;
- 2) длительность переходного процесса $T_p=3T$;
- 3) статическая ошибка Δ — отклонение выходной величины от установившегося значения в момент $T_p=3T$.

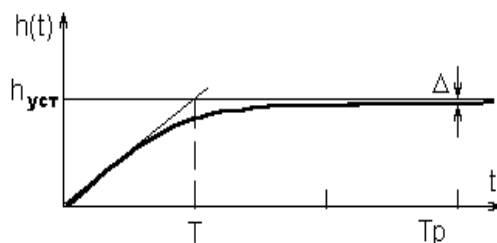


Рис. 2.5 — К определению показателей качества для апериодического процесса

Показатели качества для колебательного затухающего процесса (рис. 2.6):

- 1) длительность переходного процесса T_p определяется как время, в течение которого выходная величина отклоняется от установившегося значения более чем на 3%...5% — заранее заданное значение;
- 2) колебательность ν — число колебаний за время переходного процесса $\nu=T_p/T_0$, где T_0 — условный период колебаний;
- 3) перерегулирование δ — отношение максимального отклонения выходной величины от установившегося значения к установившемуся значению

$$\delta = \frac{h_{\max} - h_{\text{уст}}}{h_{\text{уст}}};$$

- 4) коэффициент затухания — отношение смежных перерегулирований.

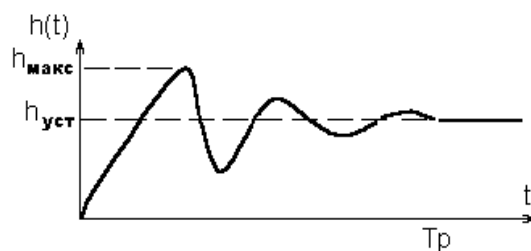


Рис. 2.6 — К определению показателей качества для колебательного затухающего процесса

Литература: [1 — С.27...64], [2 — С.19...58] .

2.1.3. Контрольные вопросы к заданию 1

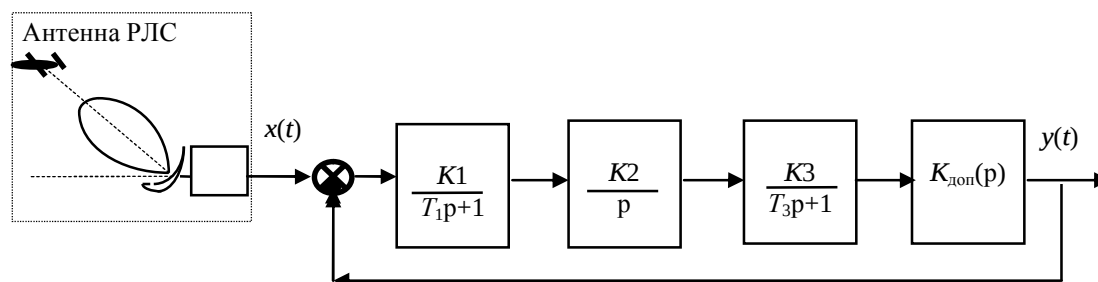
1. Определение передаточной функции, характеристического уравнения, комплексного коэффициента передачи.
2. Передаточная функция замкнутой, разомкнутой системы радиоавтоматики, передаточная функция по ошибке.
3. Основные правила преобразования структурных схем.
4. Виды частотных характеристик.
5. Определение временных характеристик.

2.2. Задание 2. Изучение методов оценки устойчивости и коррекции систем радиоавтоматики

Исследование проводится на примере системы автоматического слежения за временем прихода импульсов, которая применяется для автоматического сопровождения целей по дальности (АСД). Обобщенная структурная схема системы АСД представлена на рис. 2.7.

2.2.1. Порядок выполнения расчетов

- 1) Определите, устойчива ли данная система (исходные данные приведены в табл. 2.3) при отсутствии корректирующего звена $K_{\text{доп}}(p)$ при помощи алгебраического критерия Гурвица и частотных критериев Михайлова (по годографу характеристического вектора) и Найквиста (по логарифмическим характеристикам).
- 2) Введите дополнительное звено и оцените устойчивость СРА с помощью критерия Найквиста (по логарифмическим характеристикам). Определите запасы устойчивости.
- 3) Заполните таблицу 2.4 с характеристиками корректирующих звеньев.



$x(t)$ — входное воздействие, соответствует времени задержки отраженного от цели импульса относительно зондирующего, то есть несет информацию о дальности до цели; $y(t)$ — выходной регулируемый параметр; K_i — коэффициенты усиления звеньев; T_i — постоянные времени звеньев; $K_{\text{доп}}(p)$ — передаточная функция дополнительного звена, которое вводится в систему для придания требуемых динамических свойств — обеспечения устойчивости

Рис. 2.7 — Структурная схема системы автоматического сопровождения целей по дальности

Таблица 2.3— Исходные данные

Вариант №	K_1	K_2	K_3	T_1	T_2	$K_{\text{доп}}(p)$
00,20,40,60,80	30	4	88	0,2	0,03	$p+1$
01,21,41,61,81	20	10	50	0,5	0,02	$p+2$
02,22,42,62,82	7	33	40	0,1	0,05	$p+10$
03,23,43,63,83	4	20	10	0,01	0,01	$p+0,5$
04,24,44,64,84	3	2	100	0,05	0,03	$p+10$
05,25,45,65,85	50	50	4	0,5	0,1	$p+0,1$
06,26,46,66,86	50	20	10	0,2	0,25	$p+0,2$
07,27,47,77,87	8	12	12	0,4	0,04	$p+2$
08,28,48,88,88	33	3	100	0,2	0,02	$p+0,25$
09,29,49,99,89	10	80	40	0,5	0,05	$p+0,5$
10,30,50,70,90	10	20	30	0,1	0,03	$P+1$
11,31,51,71,91	5	15	25	0,2	0,1	$p+1$
12,32,52,72,92	15	7	12	0,05	0,25	$p+0,1$
13,33,53,73,93	50	20	10	0,01	0,25	$p+10$
14,34,54,74,94	50	2	5	0,4	0,04	$p+0,1$
15,35,55,75,95	3	33	100	0,001	0,01	$p+0,2$
16,36,56,76,96	50	50	4	0,3	0,1	$p+1$
17,37,57,77,97	33	33	10	0,5	0,05	$p+0,1$
18,38,58,78,98	4	5	50	0,2	0,04	$p+10$
19,39,59,79,99	20	50	10	0,05	0,01	$p+10$

Таблица 2.4 — Характеристики корректирующих звеньев

Название звена	Передат. функция	Схема реализации	ЛАХ	ЛФХ
1	2	3	4	5
Звено с опережением по фазе				
Звено с запаздыванием по фазе				
Интегро-дифференцирующее звено				

2.2.2. Методические рекомендации к заданию 2

Системы называются **устойчивыми**, если их свободное движение со временем затухает. Это означает, что устойчивая система, выведенная из состояния равновесия каким-либо возмущением, возвращается в исходное состояние после устранения этого возмущения. Устойчивость линейной системы определяется ее характеристиками и не зависит от воздействий.

Вывод об устойчивости системы можно сделать в зависимости от расположения корней характеристического уравнения системы на комплексной плоскости. **Система устойчива тогда и только тогда, когда все вещественные корни характеристического уравнения отрицательны, а все комплексно-сопряженные корни имеют отрицательные вещественные части**, то есть все корни должны быть расположены **слева** от мнимой оси на плоскости комплексного переменного.

Критерии устойчивости — правила, позволяющие судить о расположении корней на плоскости комплексного переменного без их расчета. Существуют алгебраические критерии — об устойчивости системы можно судить непосредственно по коэффициентам характеристического уравнения и частотные критерии — рассматриваются частотные характеристики системы.

Прежде чем воспользоваться для оценки устойчивости любым критерием, следует проверить выполнение **необходимого условия устойчивости** — все коэффициенты характеристического уравнения должны быть больше нуля. Если хотя бы один коэффициент отрицательный, то система неустойчива и никаких дополнительных исследований не требуется.

Анализ устойчивости с помощью алгебраического критерия

Для уравнений первого и второго порядка необходимое условие устойчивости является не только необходимым, но и достаточным, в чем

нетрудно убедиться прямым вычислением корней уравнения. Для систем более высоких порядков удобно пользоваться критерием Гурвица. Коэффициенты характеристического уравнения ($a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0 = 0$) записывают в матрицу Гурвица.

$$\begin{bmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & \dots & 0 \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & \dots & 0 \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & a_0 \end{bmatrix}$$

Порядок составления матрицы Гурвица следующий:

— по главной диагонали записывают коэффициенты в порядке убывания начиная с коэффициента a_{n-1} , последним элементом будет a_0 ;

— над элементами главной диагонали записывают коэффициенты в порядке убывания;

— под элементами главной диагонали — в порядке возрастания.

Для оценки устойчивости необходимо вычислить определители Гурвица:

$$\Delta_1 = a_{n-1} > 0; \Delta_2 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} \\ a_n & a_{n-2} \end{vmatrix} > 0; \Delta_3 > 0; \dots; \Delta_n > 0,$$

которые получают из матрицы путем отчеркивания равного числа строк и столбцов в левом верхнем углу.

Для того, чтобы система была устойчивой все определители должны быть больше 0. Последний определитель включает в себя всю матрицу. Коэффициент a_0 (расположенный в правом нижнем углу матрицы Гурвица) должен быть больше нуля по необходимому условию устойчивости, так как остальные элементы в строке и в столбце нули, то можно вычислять определители только до Δ_{n-1} .

Анализ устойчивости с помощью частотных критериев устойчивости

Следует обратить внимание, что для оценки устойчивости по разным частотным критериям строят разные годографы.

Критерий Михайлова — характеристическому уравнению соответствует характеристический вектор, который получают путем замены p на $j\omega$ в левой части уравнения.

Система РА устойчива, если годограф характеристического вектора, начинаясь на положительной оси, обходит последовательно в положительном направлении n квадрантов, где n — порядок характеристического уравнения (рис. 2.8 а). Пример неустойчивой системы изображен на рис. 2.8 б. Если годограф характеристического вектора проходит через начало координат, то система находится на колебательной границе устойчивости (рис. 2.8 в). Точка $\omega = \omega_0$ указывает на частоту незатухающих колебаний в системе. Если есть нулевой корень, то годограф начинается в начале координат (апериодическая граница устойчивости).

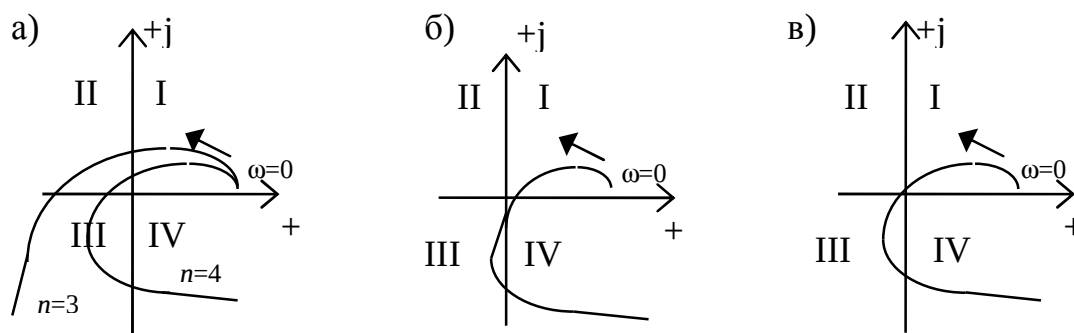


Рис. 2.8 — К определению устойчивости по критерию Михайлова

Критерий Найквиста — позволяет судить об устойчивости замкнутой системы по частотным характеристикам разомкнутой системы.

Система РА, устойчивая в разомкнутом состоянии, будет устойчива и в замкнутом, если годограф частотной характеристики разомкнутой системы не охватывает точку с координатами $(-1, j0)$.

Существует понятие **абсолютно устойчивой системы** (рис. 2.9 а), когда система теряет устойчивость только при увеличении коэффициента усиления, то есть, годограф пересекает вещественную ось только справа от точки $(-1, j0)$, и **условно устойчивой системы** (рис. 2.9 б), когда система может стать неустойчивой как при увеличении, так и при уменьшении коэффициента усиления.

Если годограф проходит через критическую точку, то система находится на границе устойчивости (рис. 2.9 в).

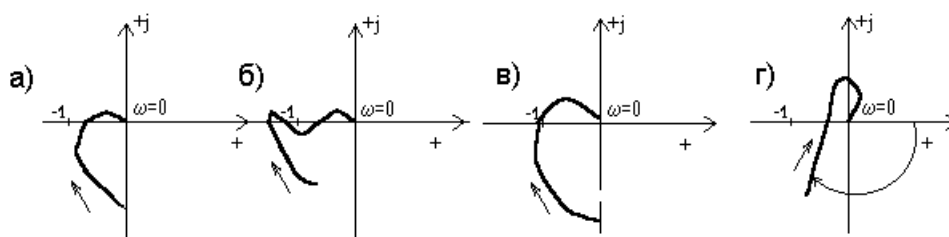


Рис. 2.9 — К определению устойчивости по критерию Найквиста

Некоторые особенности возникают при использовании критерия Найквиста для исследования устойчивости астатических систем РА, содержащих интегрирующие звенья. При $\omega=0$ модуль комплексного коэффициента передачи такой системы равен ∞ . Если в системе r интегрирующих звеньев, то $|K(j\omega)|_{\omega=0} = \infty, \arg K(j\omega)|_{\omega=0} = -r \frac{\pi}{2}$. То есть годограф «уходит в ∞ » в соответствующем квадранте. В этом случае для удобства оценки устойчивости годограф дополняют дугой бесконечно большого радиуса, начинающейся на положительной вещественной полуоси (рис. 2.9 г). По рисунку видно, что

абсолютно устойчивой может быть лишь система, содержащая не более двух интегрирующих звеньев.

Если задана передаточная функция разомкнутой системы, можно анализировать устойчивость не по амплитудно-фазовой характеристике, а по логарифмическим амплитудной и фазовой характеристикам системы. Это позволяет обойтись без сложных и длительных вычислений.

Частотный критерий Найквиста применительно к логарифмическим характеристикам для систем, устойчивых в разомкнутом состоянии, формулируется следующим образом: **для устойчивости замкнутой системы необходимо и достаточно, чтобы частота среза была меньше критической частоты** $\omega_{\text{ср}} < \omega_{\text{кр}}$ (на рис. 2.10 а изображена абсолютно устойчивая система, на рис. 2.10 б — неустойчивая система).

Частотой среза называют частоту, на которой АЧХ разомкнутой системы равна 1, то есть ЛАЧХ проходит через 0.

Критической частотой называют частоту, на которой фазочастотная характеристика принимает значение $-\pi$.

Более полная формулировка критерия: чтобы система, устойчивая в разомкнутом состоянии была устойчива и в замкнутом, необходимо и достаточно, чтобы при положительных значениях логарифмической амплитудной частотной характеристики разность числа переходов логарифмической фазовой характеристики через ось $-\pi$ сверху вниз и снизу вверх была равна 0 (характеристики условно устойчивой системы приведены на рис. 2.10 в).

Если частота среза равна критической частоте, то система находится на границе устойчивости.

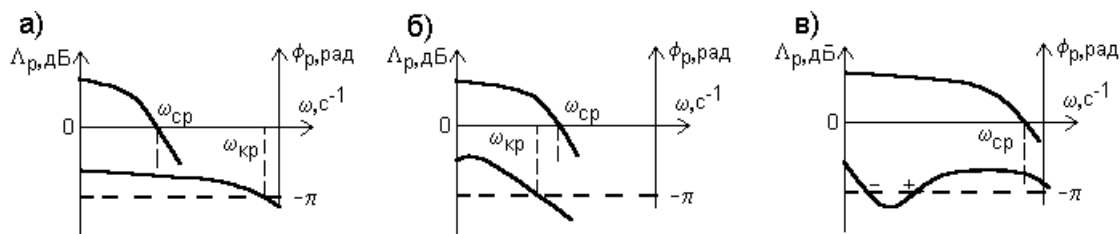


Рис. 2.10 — К определению устойчивости по критерию Найквиста по логарифмическим амплитудной и фазовой характеристикам системы

Логарифмические амплитудные и фазовые характеристики для любой системы, структурная схема которой представляет собой последовательное соединение нескольких типовых звеньев (а к такой схеме можно преобразовать любую систему) легко построить без вычислений, графически сложив характеристики отдельных звеньев (см. таблицу 2.2 с характеристиками типовых звеньев). Однако построение характеристик каждого звена и графическое суммирование загромождают результирующие графики и затрудняют анализ характеристик, поэтому удобно пользоваться следующей **методикой построения логарифмических характеристик:**

1) преобразовать исходную передаточную функцию разомкнутой системы так, чтобы записать ее как произведение передаточных функций типовых звеньев: усилительного $K_{yc}(p)=k$ (коэффициент усиления k равен произведению коэффициентов усиления всех последовательно соединенных звеньев), интегрирующих $K_{инт}(p)=1/p$ или дифференцирующих $K_{диф}(p)=p$ (если таких звеньев несколько, то соответствующие передаточные функции запишутся как $K_{инт}(p)=1/p^r$ или $K_{диф}(p)=p^r$, где r — количество этих звеньев), апериодических $K_{ап}(p)=1/(Tp+1)$ и форсирующих $K_{ф}(p)=(Tp+1)$, выписать сопряженные частоты форсирующих и апериодических $\omega_{ci}=1/T_i$ звеньев в порядке возрастания; на характеристиках вспомогательной линией провести вертикали через сопряженные частоты;

2) на логарифмической амплитудной характеристике на вертикали, проведенной через $\omega=1$, отложить отрезок $20\lg k$, через полученную точку провести отрезок до пересечения с первой вертикалью справа, наклон отрезка «20дБ/дек» при наличии дифференцирующего звена, «-20дБ/дек» при наличии интегрирующего звена, без наклона при отсутствии таких звеньев. Если имеется несколько указанных звеньев (r), то наклон отрезка « $\pm 20 \cdot r$ дБ/дек»;

3) наклон следующего участка (слева направо) логарифмической амплитудной характеристики определяется суммой наклона предыдущего участка и наклона характеристики того звена, которому соответствует данная сопряженная частота, а именно, добавляется «+20 дБ/дек» при «включении» форсирующего звена или «-20 дБ/дек» при «включении» апериодического звена; подобная операция проводится при каждом пересечении с проведенными вертикалями до полного построения характеристики. Такая упрощенная характеристика отличается от точной расчетной не более, чем на 3 дБ на сопряженных частотах.

Построение суммарной фазовой характеристики несколько сложнее.

4) На вертикали, проведенной через $\omega=1$, отмечается значение « $\pi/2$ » при наличии дифференцирующего звена, « $-\pi/2$ » при наличии интегрирующего звена, 0 при отсутствии этих звеньев, или величина пропорциональная указанному значению, если таких звеньев несколько;

5) затем над вертикалями, соответствующими включаемым звеньям, подписывают выражение $[A_i]+B_i \rightarrow C_i$ и отмечают точкой величину $[A_i]+B_i$, где $A_i=A_{i-1}+C_{i-1}$, B_i — значение фазочастотной характеристики данного звена на сопряженной частоте (« $\pi/4$ » для форсирующего звена и « $-\pi/4$ » для апериодического звена), C_i — значение фазочастотной характеристики данного звена при $\omega=\infty$ (« $\pi/2$ » для форсирующего звена и « $-\pi/2$ » для апериодического звена), через отмеченные точки строят суммарную характеристику. Точность построения такой характеристики достаточна для ориентировочного анализа устойчивости.

При построении логарифмических характеристик системы в соответствии с вариантом можно пользоваться предложенной методикой либо графически суммировать характеристики отдельных звеньев.

В процессе эксплуатации системы РА, ее параметры — коэффициенты усиления, постоянные времени из-за изменения внешних условий и других причин могут отличаться от расчетных значений. Если не принимать определенных мер, то система может стать неустойчивой в процессе работы. Критерий Найквиста позволяет определить **запасы устойчивости системы, характеризующие близость характеристики к границе устойчивости.**

Различают запас устойчивости по фазе и по усилению (рис. 2.11).

Запас устойчивости по фазе D_f показывает на какое значение фазочастотная характеристика разомкнутой системы отличается от $-\pi$ на частоте среза

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

Запас устойчивости по усилению D_L соответствует значению логарифмической амплитудно-частотной характеристики на критической частоте, взятому с противоположным знаком

$$\Delta L = -L_p(\omega_{кр}).$$

Запас устойчивости по усилению определяет во сколько раз а нужно увеличить коэффициент усиления, чтобы достичь **критического коэффициента усиления $K_{кр}$** , при котором система оказывается на границе устойчивости

$$\alpha = \frac{1}{|K_p(j\omega_{кр})|}.$$

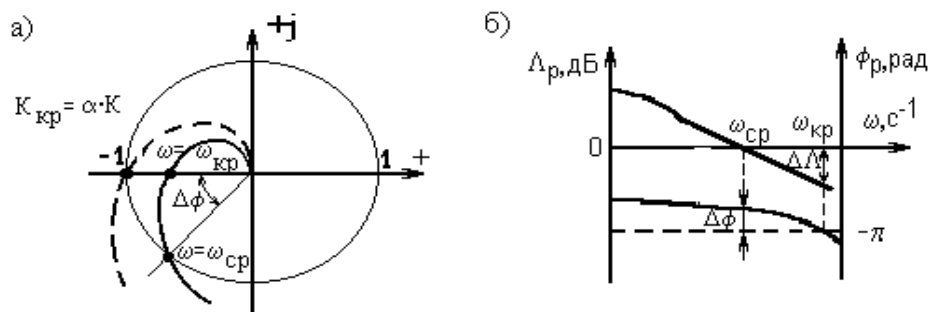


Рис. 2.11 — К определению запасов устойчивости:
по годографу (а), по ЛАЧХ (б)

Запасы устойчивости неразрывно связаны с быстродействием системы.

При наклоне ЛАЧХ на частоте среза « -20 дБ/дек» характер переходного процесса апериодический, при наклоне « -40 дБ/дек» — колебательный затухающий и трудно обеспечить необходимый запас устойчивости по усилению. При малом запасе устойчивости собственные колебания системы затухают медленно и перерегулирование получается слишком большим. При наклоне « -60 дБ/дек» — переходный процесс колебательный. Если частота среза попадает на горизонтальный участок (наклон « 0 дБ/дек») — имеются слишком большие запасы устойчивости по фазе, система становится передемпфированной с излишне длительным переходным процессом.

Под **улучшением качества регулирования** понимается изменение динамических свойств системы с целью получения необходимого запаса устойчивости, повышения точности и необходимого быстродействия. При проектировании в первую очередь стремятся рациональным образом выбрать параметры системы регулирования (коэффициенты передачи отдельных звеньев, постоянные времени и т.д.)

Если для заданной системы обеспечение необходимой устойчивости оказывается невозможным (например, при одновременном удовлетворении определенных требований по точности), приходится изменять структуру системы. С этой целью **используется введение в систему регулирования корректирующих средств**. К корректирующим средствам относятся **корректирующие звенья** — динамические звенья, обладающие заданными, необходимыми динамическими свойствами. Характеристики корректирующих звеньев приведены в [1...3].

Различают три основных способа введения корректирующих устройств: последовательно, параллельно, в цепи обратной связи. Включение корректирующих устройств в цепи обратной связи находит особенно широкое применение. В задании корректирующее звено включается последовательно, так как в линейной системе для любого типа звена может быть найдено эквивалентное последовательное звено. Цель данной коррекции — **обеспечение устойчивости**.

После того, как проведена коррекция производится общий анализ всей системы, снова определяются ее характеристики, оценивается устойчивость, рассчитываются запасы устойчивости.

Литература: [1 — С.64...79, 98...113], [2 — С.74...85] .

2.2.3. Контрольные вопросы к заданию 2

1. Понятие устойчивой системы. Необходимое условие устойчивости.
2. Алгебраический критерий устойчивости Гурвица.
3. Частотный критерий устойчивости Михайлова.
4. Частотный критерий устойчивости Найквиста.
5. Запасы устойчивости по фазе и усилению.

2.3. Задание 3. Изучение методов оценки точности систем радиоавтоматики

На рис. 2.12 представлена обобщенная структурная схема системы радиоавтоматики, параметры звеньев приведены в таблице 2.5.

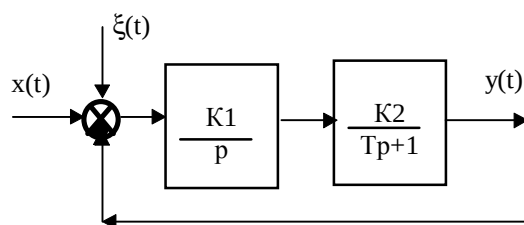


Рис. 2.12 — Структурная схема системы радиоавтоматики к заданию 3

2.3.1. Порядок выполнения расчетов

1) Для заданной системы (исходные данные приведены в табл. 2.5), определите ошибку при воздействии детерминированного сигнала вида $x(t)=\epsilon t^2$ ($\xi(t)=0$), используя метод коэффициентов ошибок.

2) Для четных вариантов определите суммарную среднеквадратическую ошибку при воздействии детерминированного сигнала $x(t)=at$ и помехи $\xi(t)$ в виде «белого» шума со спектральной плотностью N_0 .

3) Для нечетных вариантов определите суммарную среднеквадратическую ошибку при воздействии случайного сигнала со спектральной плотностью $S_0(\omega)=\frac{D_0}{\omega^2}$ и помехи $\xi(t)$ в виде «белого» шума со спектральной плотностью N_0 .

4) Поясните письменно зависимость ошибки от порядка астатизма системы.

Таблица 2.5 — Исходные данные

Вариант №	$K1$	$K2$	T	a	ϵ	D_0	N_0
00,20,40,60,80	10	5	0,05	2	5	0,01	0,5
01,21,41,61,81	2	15	0,05	1	50	0,1	0,05
02,22,42,62,82	20	5	0,25	2	5	0,01	0,1
03,23,43,63,83	15	12	0,01	3	4	1	0,03
04,24,44,64,84	4	10	0,1	2	25	0,1	0,2
05,25,45,65,85	10	3	0,2	10	15	0,2	0,04
06,26,46,66,86	25	5	0,05	4	10	0,01	0,02
07,27,47,77,87	2	3	0,4	5	12	0,4	0,05
08,28,48,88,88	3	6	0,3	3	8	0,2	0,5
09,29,49,99,89	6	7	0,03	6	12	0,3	0,1
10,30,50,70,90	10	1	0,1	10	1	1	0,01
11,31,51,71,91	2	3	0,4	1	20	0,1	0,05
12,32,52,72,92	5	15	0,05	5	10	10	0,02
13,33,53,73,93	5	5	0,2	2	5	1	0,05

Вариант №	K1	K2	T	a	в	D ₀	N ₀
14,34,54,74,94	25	4	0,05	10	10	0,1	0,1
15,35,55,75,95	2	50	0,25	1	20	0,01	0,05
16,36,56,76,96	20	5	0,05	2	25	0,1	0,1
17,37,57,77,97	4	25	0,4	10	100	0,2	0,5
18,38,58,78,98	10	50	0,01	1	50	0,02	0,05
19,39,59,79,99	10	10	0,02	20	5	0,5	0,2

2.3.2. Методические рекомендации к заданию 3

Точность системы радиоавтоматики является важнейшим показателем качества. Точность характеризуется ошибкой системы. Под **ошибкой системы** понимают разницу между входным и выходным сигналами $e(t)=x(t)-y(t)$. Чем меньше ошибка, тем выше точность и, следовательно, качество.

Ошибка замкнутой автоматической системы зависит от вида задающего воздействия и передаточной функции ошибки. Передаточная функция ошибки равна отношению изображения по Лапласу сигнала ошибки к изображению входного сигнала. Ее можно выразить через передаточную функцию замкнутой или разомкнутой системы

$$K_E(p) = \frac{E(p)}{X(p)} = 1 - K_3(p) = \frac{1}{1 + K_p(p)}.$$

Наиболее полно точность системы характеризуется зависимостью ошибки от времени $e(t)$. При теоретическом исследовании точности автоматических систем различают задачи анализа детерминированных и случайных процессов.

Точность системы может анализироваться в различных режимах. Различают переходные, статические, динамические ошибки.

При работе системы в переходном режиме говорят о **переходной ошибке**, то есть ошибке, возникающей при отработке начального рассогласования. В установившемся режиме определяют статические и динамические ошибки.

Как показатель точности рассматривают установившееся значение ошибки.

$$e_{уст} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t)$$

Установившемуся режиму системы $t \rightarrow \infty$ в области изображений соответствует значение $p \rightarrow 0$, установившееся значение ошибки можно определить, используя теорему о конечном значении функции ($\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{p \rightarrow 0} pF(p)$).

$$e_{уст} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{p \rightarrow 0} pE(p) = \lim_{p \rightarrow 0} pK_E(p)X(p).$$

Оценку установившихся ошибок обычно производят для некоторых простейших функций времени — типовых воздействий, таких как единичная ступенчатая функция $1(t)$, степенные функции времени, гармоническая функция и др.

Статическая ошибка — ошибка системы при воздействии стационарного сигнала, то есть сигнала, параметры которого не изменяются во времени. Например, сигнала вида $x(t) = C1(t)$.

В зависимости от характера статической ошибки различают статические и астатические системы (рис. 2.13).



Рис. 2.13 — К определению характера статической ошибки

Система называется статической, если статическая ошибка в установившемся режиме отлична от нуля. Соответственно, в **астатической системе** эта ошибка равна нулю.

$X(p) = C \cdot \frac{1}{p}$ — изображение входного сигнала $x(t) = C1(t)$.

$$e_{\text{уст.ст.}} = \lim_{p \rightarrow 0} p K_E(p) C \frac{1}{p} = \lim_{p \rightarrow 0} K_E(p) C.$$

Из этого выражения видно, для того чтобы значение статической ошибки $e_{\text{уст}}$ было равно нулю, передаточная функция ошибки должна содержать множитель p (иметь нуль в точке $p=0$)

$$\lim_{p \rightarrow 0} K_E(p) C = \lim_{p \rightarrow 0} C \frac{1}{1 + K_p(p)}.$$

Это соответствует наличию в передаточной функции разомкнутой системы множителя p в знаменателе (полюс в точке $p=0$). То есть, **астатическая система должна содержать интегрирующее звено**.

При оценке динамической точности работы системы РА типовым воздействием, как правило, является степенное воздействия вида $x(t) = \sum_{i=0}^k a_i t^i$.

Динамической называется ошибка системы в установившемся режиме работы при воздействии на нее нестационарного сигнала (рис. 2.14).

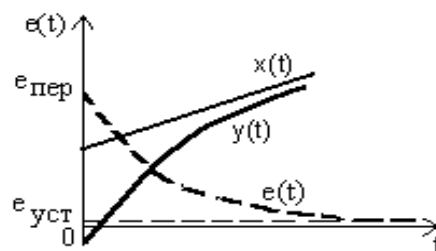


Рис. 2.14 — К определению динамической ошибки

Динамическая ошибка системы тоже может быть равна нулю. Определим установившееся значение ошибки при рассмотрении входных сигналов вида $x(t) = C \cdot t^{r-1}$; изображение по Лапласу такого сигнала:

$$X(p) = C \cdot \frac{1}{p^r} \cdot e_{уст} = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{C}{p^r} \frac{1}{1 + K_p(p)} \Big|_{\text{при } K_p(p) = \frac{B(p)}{p^r A(p)}} = 0.$$

Система имеет r порядок астатизма, если передаточная функция разомкнутой системы содержит r интегрирующих звеньев (имеет полюс порядка r в точке $p=0$).

Метод коэффициентов ошибок

Поскольку установившемуся режиму работы $t \rightarrow \infty$ в области изображений соответствует значение $p \rightarrow 0$, при вычислении ошибки в установившемся режиме передаточную функцию ошибки можно разложить в степенной ряд по степени p в окрестности точки $p=0$:

$$K_E(p) = C_0 + C_1 p + \frac{1}{2} C_2 p^2 + \dots + \frac{1}{k!} C_k p^k = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!} C_k p^k$$

$$E(p) = K_E(p) X(p) = X(p) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!} C_k p^k. \quad (2.1)$$

где коэффициенты $C_k = k! \cdot \frac{\partial^k K_E(p)}{\partial p^k} \Big|_{p=0}$ (при $k=0, 1, 2, \dots$) — называются коэффициенты ошибок.

Определение коэффициентов ошибок путем дифференцирования передаточной функции ошибки процедура довольно трудоемкая. Поскольку передаточная функция всегда дробно-рациональная функция переменной p , коэффициенты ошибок удобнее находить делением числителя передаточной функции ошибки на ее знаменатель с последующим сравнением полученного ряда с рядом (2.1).

Еще один несложный способ определения коэффициентов ошибок рассмотрим на следующем примере.

Определим первые три коэффициента ошибки по задающему воздействию, если передаточная функция разомкнутой системы имеет вид.

$$K_p(p) = \frac{k}{p(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}.$$

Передаточная функция ошибки

$$K_E(p) = \frac{1}{1 + K_p(p)} = \frac{p(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}{p(T_1 p + 1)(T_2 p + 1) + k} = \frac{T_1 T_2 p^3 + (T_1 + T_2)p^2 + p}{T_1 T_2 p^3 + (T_1 + T_2)p^2 + p + k}.$$

Умножим левую и правую части на знаменатель правой и раскроем скобки:

$$K_E(p) (T_1 T_2 p^3 + (T_1 + T_2)p^2 + p + k) = T_1 T_2 p^3 + (T_1 + T_2)p^2 + p.$$

$$\left(C_0 + C_1 p + \frac{1}{2} C_2 p^2 + \dots + \frac{1}{k!} C_k p^k \right) (T_1 T_2 p^3 + (T_1 + T_2)p^2 + p + k) =$$

$$= T_1 T_2 p^3 + (T_1 + T_2) p^2 + p.$$

$$C_0 k + p(C_1 k + C_0) + p^2 \left(\frac{1}{2} C_2 k + (T_1 + T_2) C_0 + 1 \cdot C_1 \right) + \dots = p + (T_1 + T_2) p^2 + T_1 T_2 p^3.$$

Можем определить коэффициенты ошибок, сравнивая множители при p в соответствующих степенях.

$$C_0 k = 0 \quad \Rightarrow \quad C_0 = 0$$

$$C_1 k + C_0 = 1 \quad \Rightarrow \quad C_1 = \frac{1}{k}$$

$$\frac{C_2}{2} k + (T_1 + T_2) C_0 + C_1 = T_1 + T_2 \quad \Rightarrow \quad \frac{C_2}{2} = \frac{T_1 + T_2}{k} - \frac{1}{k^2}$$

и так далее.

Существуют специальные таблицы, пользуясь которыми можно определить коэффициенты ошибок статических и астатических систем через параметры передаточной функции в общем виде [1].

Для статической системы все коэффициенты ошибок отличны от нуля. Для астатической системы r первых коэффициентов ошибок будут равны нулю (r — порядок астатизма).

Зная коэффициенты ошибок исследуемой системы, можно оценить установившуюся ошибку системы при известном задающем воздействии. В области действительного переменного установившаяся ошибка системы равна

$$e(t) = C_0 x(t) + C_1 \frac{\partial x(t)}{\partial t} + \frac{1}{2} C_2 \frac{\partial^2 x(t)}{\partial t^2} + \dots + \frac{1}{k!} C_k \cdot x^{(k)}(t).$$

Здесь каждое слагаемое $e_k(t) = \frac{1}{k!} C_k \cdot x^{(k)}(t)$ — составляющая установившейся ошибки по k -той производной входного воздействия.

Установившуюся ошибку системы удобно рассчитывать с помощью коэффициентов ошибок в том случае, когда входное воздействие имеет конечное число m отличных от нуля производных. В этом случае бесконечный ряд превращается в полином, содержащий $m+1$ слагаемых.

Понятие памяти астатических систем

Рассмотрим систему сопровождения движущихся объектов с астатизмом второго порядка. Структурная схема (рис. 2.15) содержит два интегрирующих звена.

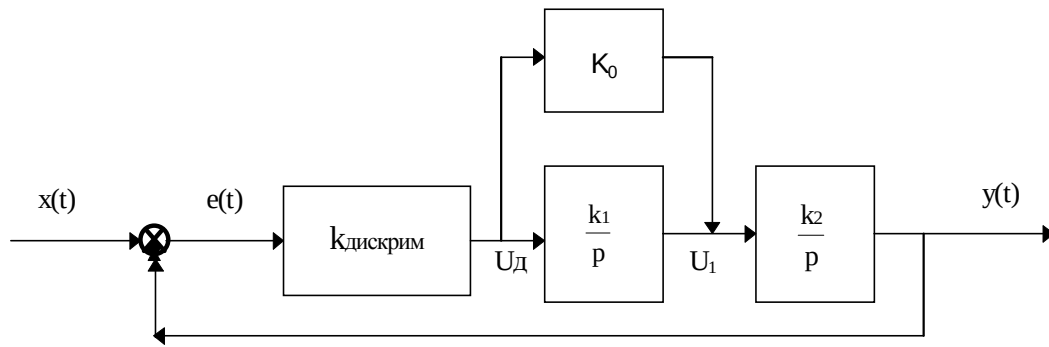


Рис. 2.15— Структурная схема системы сопровождения движущихся объектов с астатизмом второго порядка

$$K(p) = k_d \left(\frac{k_1}{p} + k_0 \right) \frac{k_2}{p} = k_d \frac{k_1 + k_0 p}{p} \frac{k_2}{p} = \frac{k_{\text{общ}}(T p + 1)}{p^2},$$

где $T = \frac{k_0}{k_1}$, $k_{\text{общ}} = k_d k_1 k_2$.

Передаточная функция системы имеет p^2 в знаменателе.

Рассмотрим случай, когда задающее воздействие меняется с постоянной скоростью, то есть $x(t) = Vt$, $V = \text{const}$.

Для системы с астатизмом второго порядка установившаяся ошибка при таком воздействии равна нулю.

$$e_{\text{уст}}(t) \cong \frac{2x_0''}{K}, \quad x_0'' = 0 \Rightarrow e_{\text{уст}}(t) = 0$$

Следовательно, выходное напряжение дискриминатора U_d равно 0, а управляемая величина в каждый момент времени равна задающему воздействию $y(t) = x(t) = Vt$.

Поскольку выходная величина $y(t)$ является выходной величиной второго интегратора $U_{2и}$ (см. структурную схему), то выходное напряжение первого интегратора $U_{1и}$ пропорционально производной от $y(t)$.

$$U_{1и} = \frac{1}{k_2} \frac{\partial y}{\partial t} = \frac{1}{k_2} V.$$

При постоянной скорости изменения задающего воздействия напряжение на выходе первого интегратора в установившемся режиме пропорционально этой скорости. При этом напряжение на входе первого интегратора равно 0.

В случае размыкания выходной цепи дискриминатора, система будет функционировать по-прежнему. Размыканию выходной цепи дискриминатора эквивалентно падение до нуля коэффициента передачи дискриминатора. Такая ситуация встречается в практике, например, при появлении на входе шумовой помехи очень большой интенсивности. В статической системе или системе с астатизмом первого порядка это привело бы к нарушению процесса сопровождения и через некоторое время — к срыву слежения. В системе же с астатизмом второго порядка, обладающей памятью по скорости, процесс сопровождения не будет нарушен, так как выходная величина будет продолжать

изменяться с прежней скоростью $y=Vt$, с той скоростью, которая была до появления помехи.

Вероятность того, что через некоторое время t_1 после размыкания системы, рассогласование находится в пределах допустимых значений характеристики дискриминатора, характеризует **память** следящей системы.

Система с астатизмом второго порядка в установившемся режиме отрабатывает задающее воздействие, изменяющееся с постоянной скоростью, не по рассогласованию, а по памяти. Аналогично можно показать, что астатическая система с астатизмом r порядка обладает памятью по $(r-1)$ -й производной входного воздействия.

Увеличение порядка астатизма системы радиоавтоматики является эффективным средством повышения помехоустойчивости системы.

Анализ точности при случайных воздействиях

Качество работы системы РА при случайных воздействиях оценивается по **суммарной среднеквадратической ошибке ($e_{\Sigma \text{ск}}$)**.

Для расчета составляющих суммарной среднеквадратической ошибки достаточно учесть математическое ожидание и дисперсию, полностью характеризующие параметры процесса $e(t)$ при нормальном распределении ошибки

$$e_{\Sigma \text{ск}} = \sqrt{m_e^2 + \sigma_e^2},$$

где m_e — математическое ожидание суммарной ошибки;

σ_e^2 — дисперсия ошибки (σ_e — среднеквадратическое отклонение).

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

$$m_e = \lim_{p \rightarrow 0} p K_e(p) m_c,$$

где m_c — математическое ожидание случайного сигнала. Для помехи принимаем математическое ожидание равное нулю, что соответствует распространенным на практике случаям.

Точность системы, относительно случайных составляющих сигнала и помехи оценивается дисперсией ошибки.

$$\sigma_e^2 = \text{Re}(\tau) \Big|_{\tau=0} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_e(\omega) e^{-j\omega\tau} d\omega.$$

Определение среднеквадратической ошибки посредством использования спектральных плотностей является более простым и поэтому применяется чаще.

Расчет установившихся ошибок при случайных воздействиях

Составим структурную схему СРА (рис. 2.16) для случая, когда на вход системы подается воздействие $f(t)$: $f(t)=x(t)+n(t)$, где $x(t)$ — задающее воздействие, $n(t)$ — помеха, то есть точки приложения полезного сигнала и помехи совпадают (следящие системы).

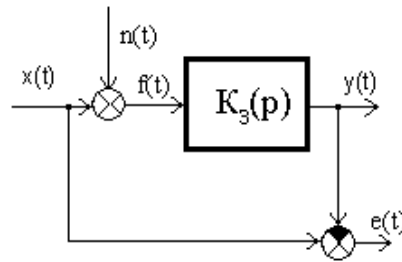


Рис. 2.16 — Структурная схема следящей системы радиоавтоматики

Суммарная ошибка системы: $e(t)=x(t)-y(t)$. Используя преобразование Лапласа, определим, через какие передаточные функции входят в это выражение сигнал и помеха

$$E(p) = X(p) - Y(p) = X(p) - K_3(p)F(p) = X(p) - K_3(p)X(p) - K_3(p)N(p) = \\ = (1 - K_3(p))X(p) - K_3(p)N(p) = K_E(p)X(p) - K_3(p)N(p).$$

Таким образом, суммарная ошибка состоит из двух составляющих: одна из которых, определяющая точность воспроизведения сигнала, зависит от передаточной функции ошибки, а вторая, обусловленная действием помехи — от передаточной функции замкнутой системы.

В общем случае, если учитывать взаимную корреляцию сигнала и помехи, спектральная плотность определяется четырьмя слагаемыми:

$$S_E(\omega) = |K_E(j\omega)|^2 S_c(\omega) + |K_3(j\omega)|^2 S_n(\omega) + \\ + K_E(-j\omega)K_3(j\omega)S_{cn}(\omega) + K_E(j\omega)K_3(-j\omega)S_{nc}(\omega)$$

где $S_c(\omega)$ — спектральная плотность сигнала,

$S_n(\omega)$ — спектральная плотность помехи,

$S_{cn}(\omega), S_{nc}(\omega)$ — взаимные спектральные плотности.

Соответственно, дисперсия ошибки равна

$$\sigma_e^2 = \sigma_{e_c}^2 + \sigma_{e_n}^2 + \sigma_{e_{cn}}^2 + \sigma_{e_{nc}}^2.$$

Здесь, первое слагаемое зависит от АЧХ системы и статистических характеристик сигнала, определяет среднеквадратическую ошибку воспроизведения сигнала. Второе слагаемое зависит от АЧХ замкнутой системы и характеристик помехи, определяет ошибку системы, возникающую вследствие действия помехи. Третье и четвертое слагаемые — составляющие ошибки возникающие при корреляции сигнала с помехой и помехи с сигналом.

Если сигнал и помеха некоррелированы, то взаимные корреляционные функции $R_{nc}(\tau) = R_{cn}(\tau) = 0$, и взаимные спектральные плотности

$S_{cn}(\omega) = S_{nc}(\omega) = 0$, тогда выражение для дисперсии ошибки определится двумя слагаемыми

$$\sigma_e^2(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} [|K_E(j\omega)|^2 S_c(\omega) + |K_3(j\omega)|^2 S_n(\omega)] d\omega.$$

Суммарная среднеквадратическая ошибка системы в этом случае будет рассчитываться по формуле

$$e_{\Sigma \text{ск}} = \sqrt{m_e^2 + \sigma_{ec}^2 + \sigma_{en}^2}.$$

При вычислении удобно пользоваться формулами для интегрирования спектральной плотности.

2.3.3. Контрольные вопросы к заданию 3

1. Понятие ошибки системы радиоавтоматики. Статические, динамические, переходные ошибки.
2. Понятие астатизма. Статические и астатические системы. Особенность передаточной функции астатической системы.
3. Сущность метода коэффициентов ошибок.
4. Понятие памяти астатической системы.
5. Расчет суммарной среднеквадратической ошибки при случайных воздействиях.

2.4. Задание 4. Исследование дискретной системы радиоавтоматики

Исследуемая дискретная СРА имеет структурную схему, приведенную на рис. 2.17, параметры звеньев приведены в таблице 2.6.

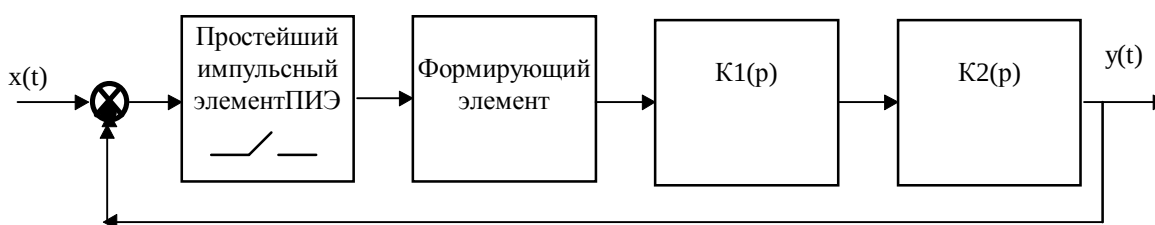


Рис. 2.17 — Структурная схема дискретной системы радиоавтоматики

2.4.1. Порядок выполнения расчетов

- 1) Определить передаточные функции замкнутой и разомкнутой СРА и оценить ее устойчивость.
- 2) Записать разностное уравнение и построить алгоритм работы.
- 3) Определить и построить переходную характеристику системы, оценить длительность переходного процесса.
- 4) Определить ошибку СРА при воздействии единичного скачка $x(t)=c1(t)$, при воздействии линейно-нарастающего сигнала $x(t)=dt$.

Таблица 2.6 — Исходные данные

Диапазон частот входных сигналов (1...100) Гц				
Вариант №	$K1(p)$	$K2(p)$	c	d
00,20,40,60,80	$10p^{-1}$	$10p^2$	20	10
01,21,41,61,81	$(p+100)^{-2}$	100	50	40
02,22,42,62,82	$(p+1)^{-1}$	p	25	10
03,23,43,63,83	$p(2p+1)^{-1}$	p	10	2
04,24,44,64,84	$(p(p+10))^{-1}$	100	1	30
05,25,45,65,85	$(50p+1)^{-2}$	20	8	15
06,26,46,66,86	$(p^2+100)^{-1}$	$10p^2$	10	100
07,27,47,77,87	$p(p+1)^{-1}$	$(p+10)^{-1}$	100	1000
08,28,48,88,88	$(0,01p^2+1)^{-1}$	$10p$	10	10
09,29,49,99,89	$p(2p+1)^{-1}$	$(p+100)^{-1}$	1	100
10,30,50,70,90	$(p(p+10))^{-1}$	$10p$	20	50
11,31,51,71,91	$(p^2+100)^{-1}$	$5p^2$	2	30
12,32,52,72,92	$p(p+1)^{-1}$	100	4	5
13,33,53,73,93	$10p^{-1}$	p^{-2}	50	2,5
14,34,54,74,94	$(p^2+10)^{-1}$	p	25	40
15,35,55,75,95	$(50p+1)^{-2}$	100	10	10
16,36,56,76,96	$(p+100)^{-2}$	p	5	50
17,37,57,77,97	$(p+1)^{-1}$	p^{-1}	100	100
18,38,58,78,98	$(0,01p^2+1)^{-1}$	p	4	40
19,39,59,79,99	$p(2p+1)^{-1}$	$10p$	60	10

2.4.2. Методические рекомендации к заданию 4

На структурных схемах дискретных систем автоматики процесс дискретизации сигнала отображается введением ключа, который называют дискретизатором или простейшим импульсным элементом. Для восстановления сигнала по последовательности мгновенных импульсов необходимо, чтобы выполнялось условие теоремы Котельникова: $T \leq \frac{1}{2f_{\max}}$. Последовательность

мгновенных импульсов подается на цифровое устройство системы, в котором в соответствии с алгоритмом преобразования информации преобразуется в выходную последовательность мгновенных импульсов. В СРА с непрерывными объектами управления для преобразования выходной последовательности мгновенных импульсов в непрерывный сигнал применяются преобразователи, сигнал на выходе которых остается постоянным между дискретными моментами времени — формирующие элементы. Каждый мгновенный импульс последовательности $u^*(t)$ преобразуется в прямоугольный импульс длительностью T , амплитуда которого равна площади мгновенного импульса.

В непрерывных системах связь между входной задающей и выходной регулируемой величиной определяется дифференциальным уравнением, а в дискретных системах — разностным уравнением.

Аналогом первой производной непрерывной функции для решетчатой функции является либо **первая прямая разность**

$$\Delta x[n] = x[n+1] - x[n],$$

если известны будущие значения, либо **первая обратная разность**

$$\nabla x[n] = x[n] - x[n-1],$$

если известны предыдущие значения (рис. 2.18).

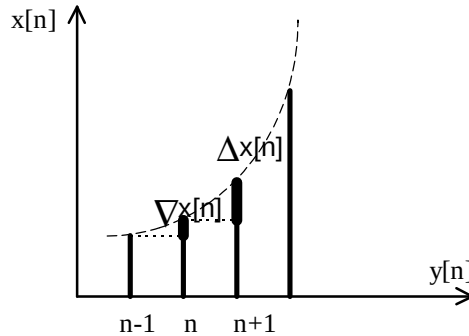


Рис. 2.18 — К определению разностей

Аналогом второй производной являются вторые разности: прямая

$$\Delta^2 x[n] = \Delta x[n+1] - \Delta x[n] = x[n+2] - 2x[n+1] + x[n]$$

и обратная

$$\nabla^2 x[n] = \nabla x[n] - \nabla x[n-1] = x[n] - 2x[n-1] + x[n-2].$$

При отрицательных аргументах значения решетчатой функции равны нулю.

В качестве аналогов дифференциальных уравнений можно рассматривать разностные уравнения

$$a_n y[n] + a_{n-1} y[n-1] + \dots + a_0 = b_m x[n] + b_{m-1} x[n-1] + \dots + b_0.$$

Разностные уравнения позволяют вычислить значения регулируемой величины $y[n]$ в любой момент времени nT при заданных начальных значениях $y[0], y[1], \dots, y[n-1]$ и известном входном воздействии.

Определение и анализ разностного уравнения составляет задачу исследования дискретной системы.

Математическим аппаратом исследования дискретных систем является z -преобразование. Оно играет ту же роль, что и преобразование Лапласа при исследовании непрерывных систем.

Преобразование Лапласа последовательности мгновенных импульсов

$$X(p) = \int_0^{\infty} x^*(t) e^{-pt} dt = \sum_0^{\infty} x(nT) e^{-pnT}.$$

Обозначим $e^{pT} = z(p = \frac{1}{T} \ln z)$.

Тогда $X(z) = \sum_0^{\infty} x(nT)z^{-n} = Z[x(t)]$. Функция $X(z)$ — Z-преобразование сигнала $x(t)$ (см. Приложение А).

Точка $p=0$ переходит в точку $z=1$ на вещественной оси z -плоскости. При движении точки p вдоль оси $j\omega$ (при $\sigma=0$), соответствующая ей точка на z -плоскости описывает окружность единичного радиуса. Один полный оборот радиус-вектора соответствует изменению частоты в интервале $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_1 + \frac{2\pi}{T}$.

При движении точки p вдоль оси $j\omega$ в пределах от $-\infty$ до $+\infty$ точка z описывает бесконечно большое число окружностей.

Таким образом, взаимнооднозначное отображение p - и z -плоскостей существует только для полосы p -плоскости между $\pm \frac{\pi}{T}$. Все параллельные полосы такой же ширины соответствуют этому же кругу.

Правая полуплоскость p преобразуется во всю z -плоскость, исключая единичный круг, в который преобразуется вся левая полуплоскость (рис. 2.19).

Эти выводы особенно важны для анализа устойчивости.

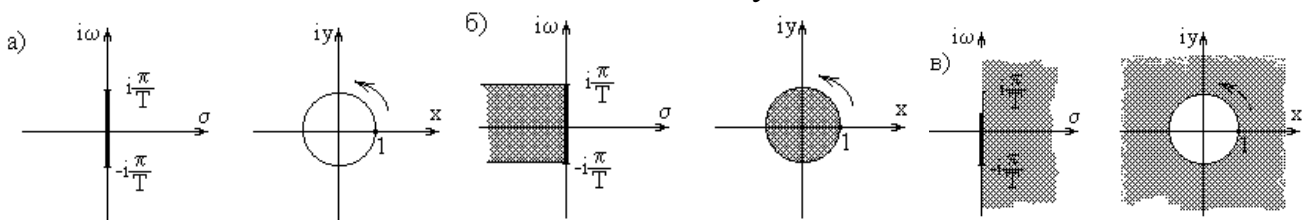


Рис. 2.19 — Преобразование p - и z -плоскостей

Дискретную передаточную функцию системы можно определить как отношение z -преобразования выходного сигнала к z -преобразованию входного сигнала при нулевых начальных условиях. Передаточная функция замкнутой системы в целом $K_{з\text{ дс}}(z)$ и передаточная функция ошибки $K_{е\text{ дс}}(z)$ определяются по общим формулам:

$$K_{з\text{ дс}}(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{K_{цф}(z)}{1 + K_{цф}(z)}; \quad K_{е\text{ дс}}(z) = \frac{1}{1 + K_{цф}(z)},$$

где $K_{цф}$ — передаточная функция цифрового фильтра находится путем дискретизации аналогового фильтра-прототипа с помощью z -преобразования.

$$K_{цф}(z) = Z\{K_{фэ}(p)K_p(p)\} = \frac{z-1}{z} Z\left\{\frac{K_p(p)}{p}\right\},$$

здесь $K_p(p) = K_1(p) K_2(p)$ — передаточная функция аналогового фильтра-прототипа, $K_{фэ} = \frac{1 - e^{-pT}}{p}$ — передаточная функция формирующего элемента.

Оценка устойчивости дискретных систем

Известно, что система автоматического регулирования будет устойчива в том случае, когда переходная составляющая решения стремиться к нулю, для этого необходимо, чтобы корни характеристического уравнения лежали в левой полуплоскости на комплексной плоскости p . При отображении на плоскость z область устойчивости располагается внутри окружности единичного радиуса.

Следовательно, **условием устойчивости дискретной системы является нахождение полюсов передаточной функции замкнутой системы $\Phi(z)$ внутри окружности единичного радиуса на плоскости z .**

$$|z_i| < 1.$$

Если характеристическое уравнение имеет невысокий порядок, то можно вычислить корни и проверить выполнение этого условия.

Если уравнение второго порядка имеет вид $z^2 + Az + B = 0$ то устойчивость может быть определена без вычисления корней по системе неравенств

$$\begin{cases} 1 + A + B > 0 \\ 1 - A + B > 0. \\ B < 1 \end{cases}$$

Для уравнений более высокого порядка исследование устойчивости усложняется. В этом случае используют **s -преобразование**: производят замену

$$z = \frac{1+s}{1-s}.$$

В этом случае область устойчивости отображается на всю левую полуплоскость комплексной плоскости s , и для оценки устойчивости могут быть использованы критерии, разработанные для непрерывных систем. При выполнении контрольной работы рекомендуется пользоваться алгебраическим критерием Гурвица. Для этого необходимо составить матрицу Гурвица из коэффициентов характеристического уравнения дискретной системы, предварительно проведя s -преобразование.

Построение переходного процесса

Определить показатели качества (и устойчивость, и точность, и быстродействие) системы можно с помощью построения переходного процесса.

Переходная функция может быть получена одним из нескольких способов:

1) аналитически — через обратное z -преобразование произведения изображения единичного скачка сигнала на передаточную функцию замкнутой системы

$$h(t) = Z^{-1}\{H(z)\} = Z^{-1}\left\{K_{з\text{дс}}(z) \frac{z}{z-1}\right\};$$

2) путем разложения $H(z)$ в ряд Лорана, то есть делением многочлена числителя на многочлен знаменателя с выделением коэффициентов при отрицательных степенях z , как последовательных значений переходной функции. В результате получим

$$H(z) = h_0 + h_1 z^{-1} + h_2 z^{-2} + \dots + h_k z^{-k} + \dots$$

Коэффициенты при (z^{-i}) определяют дискретные значения переходного процесса $h(nT)$: $h(0)=h_0$, $h(T)=h_1$, $h(2T)=h_2, \dots$. Это процесс можно построить и определить время, за которое выходная величина достигает 0,95 от установившегося значения, то есть определить длительность переходного процесса.

3) можно получить выражение, определяющее значения выходной величины в любой момент времени, для этого необходимо получить и проанализировать разностное уравнение системы.

Разностное уравнение можно получить на основе передаточной функции.

$$K_{3\text{дс}}[z] = \frac{Y[z]}{X[z]} = \frac{b_m z^m + b_{m-1} z^{m-1} + \dots + b_0}{a_q z^q + a_{q-1} z^{q-1} + \dots + a_0};$$

$$(a_q z^q + a_{q-1} z^{q-1} + \dots + a_0)Y[z] = (b_m z^m + b_{m-1} z^{m-1} + \dots + b_0)X[z].$$

Затем необходимо левую и правую часть выражения разделить на z в максимальной степени. Здесь для упрощения обобщенных математических выкладок примем $q=m$. Значит левую и правую часть выражения надо делить на z^q .

$$(a_q + a_{q-1} z^{-1} + \dots + a_0 z^{-q})Y[z] = (b_m + b_{m-1} z^{-1} + \dots + b_0 z^{-q})X[z]$$

Затем перейдем во временную область. В соответствии с первой теоремой смещения ($Z[x(nT-kT)] = z^{-k}Z[x(nT)]$) те слагаемые, которые имеют множитель z^{-k} будут отставать во времени на соответствующее число — k тактов

$$a_q y(nT) + a_{q-1} y(nT-T) + \dots + a_0 y(nT-qT) = b_m x(nT) + b_{m-1} x(nT-T) + \dots + b_0 x(nT-qT),$$

где nT — любой текущий дискретный момент времени. Выделим значение выходной величины в этот момент времени:

$$y(nT) = \frac{1}{a_q} \left(\sum_{i=0}^m b_i \cdot x(nT-iT) - \sum_{j=1}^q a_j \cdot y(nT-jT) \right).$$

Или запишем это же выражение в виде решетчатых функций

$$y[n] = \frac{1}{a_q} \left(\sum_{i=0}^m b_i \cdot x[n-i] - \sum_{j=1}^q a_j \cdot y[n-j] \right).$$

Выходная величина $y(nT)$ в любой временной точке (nT) зависит от значений входной величины в различные моменты времени, а также от предшествующих значений выходной величины. Если в это выражение подставим значения единичного входного сигнала и учтем, что при отрицательных аргументах значения решетчатых функций равны нулю, то получим значения переходной характеристики.

Оценка точности дискретных систем

Точность дискретных систем характеризуется переходными и установившимися — статическими и динамическими ошибками.

Ошибки систем в установившемся режиме определяются с помощью теоремы о конечном значении функции.

$$e_{\text{уст}} = \lim_{t \rightarrow \infty} e^*(t) = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} Z[e(t)] = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} K_{\text{Е дс}}(z) Z[x(t)],$$

Рассмотрим, например, случай воздействия стационарного сигнала на входе системы: $x(t)=C1(t)$. Изображение $Z[x(t)]=\frac{z}{z-1}$;

$$e_{уст}=\lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} K_{Е\ дс}(z) C \frac{z}{z-1} = \lim_{z \rightarrow 1} K_{Е\ дс}(z) C.$$

При полиномиальном входном воздействии ошибку вычисляют по формуле

$$e[n] = C_0 x[n] + C_1 x'[n] + \frac{1}{2} C_2 x''[n] + \dots + \frac{1}{k!} C_k \cdot x^{(k)}[n],$$

где

$$C_k = k! \cdot \left. \frac{\partial^k K_{Е\ дс}(e^{pT})}{\partial p^k} \right|_{p=0} \text{ — коэффициенты разложения в ряд Маклорена;}$$

$x[n]$, $x'[n]$, $x''[n]$... — решетчатые функции, получающиеся при дискретизации входного воздействия и его производных.

Литература: [1 — С.152...215], [2 — С.196...247].

2.4.3. Контрольные вопросы к заданию 4

1. Назначение дискретизатора и простейшего импульсного элемента.
2. Применение z-преобразования для анализа дискретных систем.
3. Определение передаточной функции дискретной системы.
4. Устойчивость дискретных систем.
5. Точность дискретных систем.

2.5. Задание 5. Виды систем радиоавтоматики

Опишите принцип работы заданной системы. Приведите необходимые схемы, характеристики.

Варианты 00,20,40,60,80. Комплексные системы радиоавтоматики. Принцип инвариантности. Применение нерадиотехнических датчиков.

Варианты 01,21,41,61,81. Частотная схема слежения за частотой. (Функциональная схема. Принцип действия).

Варианты 02,22,42,62,82. Система слежения за временным положением импульсов. (Функциональная схема. Принцип действия. Временные диаграммы).

Варианты 03,23,43,63,83. Экстремальные системы (Назначение. Обобщенная структурная схема. Методы построения).

Варианты 04,24,44,64,84. Адаптивные системы радиоавтоматики (Назначение. Обобщенная структурная схема. Классификация).

Варианты 05,25,45,65,85. Цифровая система автоматического сопровождения по дальности. (Функциональная схема. Принцип действия). Цифровой временной дискриминатор.

Варианты 06,26,46,66,86. Цифровая система автоподстройки частоты. (Функциональная схема. Принцип действия). Цифровой частотный дискриминатор.

Варианты 07,27,47,77,87. Система автоматического регулирования усиления. (Обобщенная функциональная схема. Принцип действия).

Варианты 08,28,48,88,88. Система фазовой автоподстройки частоты. (Функциональная схема. Принцип действия).

Варианты 09,29,49,99,89. Система слежения за временным положением импульсов. (Функциональная схема. Принцип действия. Временные диаграммы).

Варианты 10,30,50,70,90. Частотная схема слежения за частотой. (Функциональная схема. Принцип действия).

Варианты 11,31,51,71,91. Экстремальные системы (Назначение. Обобщенная структурная схема. Методы построения).

Варианты 12,32,52,72,92. Моноимпульсная система сопровождения по направлению. (Функциональная схема. Принцип действия).

Варианты 13,33,53,73,93. Система слежения за временным положением импульсов. (Функциональная схема. Принцип действия. Временные диаграммы).

Варианты 14,34,54,74,94. Система фазовой автоподстройки частоты. (Функциональная схема. Принцип действия).

Варианты 15,35,55,75,95. Система автоматического регулирования усиления. (Обобщенная функциональная схема. Принцип действия).

Варианты 16,36,56,76,96. Цифровая система автоподстройки частоты. (Функциональная схема. Принцип действия). Цифровой частотный дискриминатор.

Варианты 17,37,57,77,97. Цифровая система автоматического сопровождения по дальности. (Функциональная схема. Принцип действия). Цифровой временной дискриминатор.

Варианты 18,38,58,78,98. Адаптивные системы радиоавтоматики (Назначение. Обобщенная структурная схема. Классификация).

Варианты 19,39,59,79,99. Экстремальные системы (Назначение. Обобщенная структурная схема. Методы построения).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Коновалов, Г. Ф. Радиоавтоматика: учеб. для вузов по направлению "Радиотехника" / Г. Ф. Коновалов. — М.: Радиотехника, 2003. — 286 с.
2. Радиоавтоматика: учебник для вузов по направлению "Радиотехника" /. Г. Н. Арсеньев, С. Н. Замуруев. — М.: Форум: ИНФРА-М, 2016. — 592 с.
3. Первачев, С. В. Радиоавтоматика / С. В. Первачев. — М.: Радио и связь, 2002. — 318 с.
4. Арсеньев, Г. Н. Радиоавтоматика / Г. Н. Арсеньев, Г. Ф. Зайцев. — С-Пб.: Сайнс-Пресс, 2008. — 287 с.
5. Каганов, В. И. Радиоэлектронные системы автоматического управления / В. И. Каганов. — М.: Горячая линия-Телеком, 2009. — 432 с.
6. Айфичер, Э. С. Цифровая обработка сигналов / Э. С. Айфичер, Б. У. Джервис. — М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. — 992 с.
7. Лащенко, И. В. Конспект лекций по дисциплине «Радиоавтоматика»/ И. В. Лащенко. — Севастополь: СевНТУ, 2002. — 130с.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

(справочное)

Преобразование Лапласа и Z - преобразование

Функциональное преобразование вида $F(p) = \int_0^{\infty} f(t)e^{-pt} dt = L[f(t)]$, где

$p = \sigma + j\omega$ — комплексная переменная, называют прямым преобразованием Лапласа.

Решетчатая функция $f(nT)$ (или в сокращенной записи $f[n]$) получается из непрерывной функции $f(t)$ квантованием в моменты времени $t = nT$.

Z-преобразование — изображение решетчатой функции $f[n]$, определяемое формулой $F(z) = \sum_{n=0}^{\infty} f[n]z^{-n} = Z\{f[n]\}$, где $z = e^{pT}$.

Таблица А.1 — Преобразование Лапласа и Z-преобразование некоторых функций

Оригинал	Прямое преобразование Лапласа	Решетчатая функция	Прямое z-преобразование
1	2	3	4
$\begin{cases} 1 & \text{при } t = 0 \\ 0 & \text{при } t \neq 0 \end{cases}$	—	$\delta_0[n]$	1
$1(t)$	$\frac{1}{p}$	$1[n]$	$\frac{z}{z-1}$
t	$\frac{1}{p^2}$	nT	$\frac{Tz}{(z-1)^2}$
$\frac{t^2}{2!}$	$\frac{1}{p^3}$	$\frac{(nT)^2}{2!}$	$\frac{T^2 z(z+1)}{2!(z-1)^3}$
$\frac{t^3}{3!}$	$\frac{1}{p^4}$	$\frac{(nT)^3}{3!}$	$\frac{T^3 z(z^2 + 4z + 1)}{3!(z-1)^4}$
$\frac{t^k}{k!}$	$\frac{1}{p^{k+1}}$	$\frac{(nT)^k}{k!}$	$\frac{T^k z R_k(z)}{k!(z-1)^{k+1}}$
$e^{-\alpha t}$	$\frac{1}{p+\alpha}$	$e^{-\alpha nT}$	$\frac{z}{z-d}$
$1 - e^{-\alpha t}$	$\frac{\alpha}{p(p+\alpha)}$	$1 - e^{-\alpha nT}$	$\frac{(1-d)z}{(z-1)(z-d)}$

Продолжение таблицы А.1

1	2	3	4
$t \cdot e^{-\alpha t}$	$\frac{1}{(p+\alpha)^2}$	$nT e^{-\alpha nT}$	$\frac{zd}{(z-d)^2}$
$\frac{t^k}{k!} \cdot e^{-\alpha t}$	$\frac{1}{(p+\alpha)^{k+1}}$	$\frac{(nT)^k}{k!} e^{-\alpha nT}$	$\frac{zR_k(d^{-1}z)d^k}{k!(z-d)^{k+1}}$
$\sin \pi \frac{t}{T}$	$\frac{\pi T^{-1}}{p^2 + \pi^2 T^{-2}}$	0	0
$\cos \pi \frac{t}{T}$	$\frac{p}{p^2 + \pi^2 T^{-2}}$	$\cos \pi n = (-1)^n$	$\frac{z}{z+1}$
$\sin \beta t$	$\frac{\beta}{p^2 + \beta^2}$	$\sin \beta nT$	$\frac{z \sin \beta T}{z^2 - 2z \cos \beta T + 1}$
$\cos \beta t$	$\frac{p}{p^2 + \beta^2}$	$\cos \beta nT$	$\frac{z^2 - z \cos \beta T}{z^2 - 2z \cos \beta T + 1}$
$e^{-\alpha t} \sin \beta t$	$\frac{\beta}{(p+\alpha)^2 + \beta^2}$	$e^{-\alpha nT} \sin \beta nT$	$\frac{zd \sin \beta T}{z^2 - 2zd \cos \beta T + d^2}$
$e^{-\alpha t} \cos \beta t$	$\frac{p+\alpha}{(p+\alpha)^2 + \beta^2}$	$e^{-\alpha nT} \cos \beta nT$	$\frac{z^2 - zd \cos \beta T}{z^2 - 2zd \cos \beta T + d^2}$

Примечание:

для всех непрерывных и решетчатых функций, приведенных в таблице предполагается, что они тождественно равны нулю при $t < 0$.