

**Федеральное агентство по образованию
Федеральное государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
Новгородский государственный университет имени
Ярослава Мудрого**

УПРАВЛЕНИЕ МЕХАТРОННЫМИ СИСТЕМАМИ

Лабораторный практикум

Великий Новгород

2017

УДК 681.513 (075)

Абрамов А. М.

Управление мехатронными системами. Лабораторный практикум / А. М. Абрамов; НовГУ им. Ярослава Мудрого. - В. Новгород, 2017. 111 с.

Лабораторный практикум предназначен для студентов направления подготовки 150306 – «Мехатроника и робототехника» (бакалавр), соответствует дисциплине "Управление мехатронными системами"

Рассмотрены вопросы математического описания, анализа и синтеза линейных, импульсных, цифровых и нелинейных систем автоматического управления.

Работы выполняются на основе программного комплекса Matlab, а также на лабораторном оборудовании и действующей системе регулирования отопления.

ВВЕДЕНИЕ

Непрерывное повышение требований к качеству функционирования промышленных систем требует совершенствования и развития систем автоматического управления, которые являются неотъемлемой частью таких систем. Современные технические системы, включающие сложное оборудование (промышленные роботы, станки с числовым программным управлением, автоматизированные складские комплексы), содержат большое число систем автоматического управления. Системы управления в энергетике, электромеханике и теплоэнергетике должны обеспечивать высокое качество процессов управления. Поэтому вопросы математического описания и исследования систем автоматического управления являются актуальной задачей.

В представленном лабораторном практикуме рассматриваются вопросы математического описания, анализа и синтеза, как отдельных элементов, так и систем автоматического управления.

В лабораторный практикум включены работы по линейным, импульсным, цифровым и нелинейным системам автоматического управления.

В работах рассмотрены типовые алгоритмы управления, применяемые в промышленных регуляторах, и вопросы настройки их параметров, включая параметрическую оптимизацию.

Четвертая работа посвящена проблеме исследования устойчивости систем управления. Рассмотрен метод логарифмических частотных характеристик и определение устойчивости систем с его помощью.

Работы 8 и 9 рассматривают описание систем в пространстве состояний, синтез модальных регуляторов и наблюдающих устройств.

В работах 11 и 12 изучаются цифровые алгоритмы управления и системы.

В работе также рассматривается применение систем автоматического управления в области энергосбережения и принципы построения таких систем. Для выполнения работы используется система учета и регулирования потребления тепловой энергии.

Лабораторный практикум выполнен на основе проблемно-ориентированного программного комплекса *Matlab*. Система *Matlab* и связанный с ней пакет *Simulink*, в настоящее время являются наиболее развитыми и удобными для решения задач анализа и синтеза, несмотря на значительное количество, и других программных продуктов, предназначенных для этих целей. Выполнение лабораторных работ на ЭВМ с использованием стандартного программного обеспечения позволяет применять лабораторный практикум для дистанционного образования. Содержание лабораторного практикума взаимно дополняет курсовое проектирование, как по тематике, так и по применяемому программному обеспечению.

Лабораторная работа №1

ОЗНАКОМЛЕНИЕ С СИСТЕМОЙ MATLAB

Цель работы: изучение состава программного комплекса *Matlab* и приобретение практических навыков работы с основными его элементами.

1. Назначение и состав *Matlab*

Matlab – мощная система программирования, ориентированная на математическое обеспечение инженерных и научных расчетов, а также эффективное моделирование систем и процессов. Матрицы, дифференциальные уравнения, массивы данных, графические объекты – это фундаментальная основа системы. *Matlab* – одновременно и операционная среда, и язык программирования, который можно сравнить с языком *Basic* по простоте применения и принципу использования. Операционная среда системы обеспечивает диалог с пользователем через командную строку или графический интерфейс, редактирование и отладку файлов, называемых *M*-файлами, а также работу с ними и оболочкой внешней системы, например, *DOS*, экспорт и импорт данных, доступ к справочной информации, динамическое взаимодействие с другими системами, например, *Microsoft Word*, *Excel* и т.д.

Следует отметить, что *Matlab* проектировался первоначально именно для математиков, но впоследствии превратился в высокоэффективную систему инженерных расчетов и моделирования. Так, к примеру, самостоятельным блоком *Matlab* является *Simulink* – система, ориентированная на математическое структурно-графическое моделирование динамических систем, в том числе в реальном режиме времени, т.е. в таком, когда модель объекта изменяет свое состояние с той же "скоростью", с какой изменяется сам моделируемый объект.

1.1. Справочная подсистема *Matlab*

Познакомьтесь со структурой системы *Matlab*, воспользовавшись командой *Help*. Для этого в командной строке после `>>` наберите *help* и нажмите *Enter*.

После этого вы увидите список указателей справочной подсистемы, описывающих отдельные блоки *Matlab*. Познакомьтесь с их названиями. Выберите произвольный блок системы *Matlab*, введя в командной строке "*help*" и название блока. На экране откроется более подробная информация по выбранному блоку.

В отчете по лабораторной работе кратко опишите основные характеристики выбранного блока. При этом следует иметь в виду, что справочная

подсистема позволяет более подробно уточнять информацию по всем упоминаемым в блоке командам.

В отчете не требуется полных описаний, достаточно остановиться на каких-либо фрагментах.

1.2. Команды системы *Matlab*

а) Получите ответ на вопрос: что больше e^π или π^e ?

Здесь: e – основание натуральных логарифмов; π – число "пи".

Для этого в командном окне системы после значка `>>` введите:

`e=exp(1);` после этого нажмите *Enter*;

`>> pi^e` обратите внимание на отсутствие здесь знака ";" нажмите *Enter*.

`^` – знак действия возведения в степень.

Запишите полученный ответ. Затем после `>>` введите:

`>> e^pi` и нажмите *Enter*.

Запишите полученный ответ. Сравните результаты.

б) Рассмотренный вопрос является частным случаем более сложной задачи: как ведет себя график функции $z = x^y - y^x$? Для получения ответа введите команду `playshow e2pi` и нажмите *Enter*. Для начала просмотра щелкните "мышью" на слово *Start* в правом углу экрана, а затем выбирайте слово *Next*. Найдите в тексте команды `meshgrid`, `surf`.

Перепишите в отчет программный фрагмент с участием этих команд. В отчете также изобразите примерный вид графического решения уравнения $x^y - y^x = 0$.

Для выхода из режима просмотра подведите курсор к знаку "x" в правом углу окна и щелкните "мышью".

в) Ответьте на вопрос: что выполняет команда `meshgrid(x, y)`? Для этого введите команду `help meshgrid` и нажмите *Enter*. Повторите свое исследование относительно команды `surf(x, y, Z)`, введя команду `help surf`.

Получите на экране график функции $z = x^{(x+y)}$ в диапазоне $1 < x < 3$, $0 < y < 3$.

Для этого введите следующий текст:

`>> x=1:1:3;` Enter

`>> y=0:1:3;` Enter

`>> [X, Y]=meshgrid(x, y);` Enter

`>> Z=X.^(X+Y);` Enter

`>> surf(x, y, Z)` Enter

обратите внимание на отсутствие здесь ";" .

Полученный на экране график зарисуйте и выйдите из окна просмотра.

г) Найдите матрицу, обратную заданной квадратной матрице A . Обозначим ее через B . Тогда выполняется $A*B = E$, где E – единичная матрица. Задана матрица A :

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 7 & 4 \\ 8 & 3 & 1 & 0 \\ 5 & 1 & 1 & 2 \\ 9 & 7 & 2 & 9 \end{bmatrix}.$$

В командной строке системы после знака `>>` введите:

`a = [1 2 7 4; 8 3 1 0; 5 1 1 2; 9 7 2 9];` нажмите *Enter*. Строки отделяются символом «;», а в строке элементы вводятся через пробел.

Далее необходимо узнать обозначение команды вычисления обратной матрицы. Для этого воспользуйтесь справочной системой *Help*, разделом *Matrix functions*. Ответ запишите.

Выполните проверку полученного результата. Для этого в командной строке системы задайте:

`>> b=inv(a);` Enter

`>> c=a*b` Enter

Ответ запишите.

д) Воспользовавшись справочной системой *Help*, разделом *Elementary math functions*, вычислите то из нижеприводимых выражений, номер которого совпадает с номером варианта подгруппы.

Вычисления проводите при $x = \pi/6$. Для этого, прежде всего, задайте аргумент "x" в командной строке системы:

`>> x=pi/6;` Enter;

Далее набирается одно из выражений:

1) $e^{\sin x}$; 2) $(\cos x)^{e+\pi}$; 3) $\sin^2 x + \cos^3 x$; 4) $5^{x-\cos x}$;

5) $\log_{10}[\operatorname{tg}(x + x^2)]$; 6) $17/\sin(x^{\frac{1}{2}})$; 7) абс.знач. $(e^x - x^e)$;

8) $(\cos x)^{\sin x \cdot \operatorname{tg} x}$.

Ответ запишите.

1.3. M-файлы

Файлы в системе *Matlab* называются M-файлами. Существуют два типа файлов: M-сценарии и M-функции.

1.3.1. M-файлы типа сценария

Сценарии являются простейшим типом *M*-файла. В них отсутствуют как входные, так и выходные аргументы. Они являются средством автоматического выполнения последовательности *Matlab*-команд. Если бы не было *M*-сценариев, то каждую такую команду пришлось бы вводить друг за другом из командной строки. Приведем пример *M*-сценария.

Текст *M*-файла вводится в окне, которое создается через меню *File*→*New* →*M-File*, а затем сохраняется под именем *peetals*.

Строка комментария	%M-file <i>peetals</i> – графики функций
	$x = -\pi:0.01:\pi;$
Блок вычисления	$y(1, :) = 2 * \sin(5 * x).^2;$
четырёх функций	$y(2, :) = \cos(10 * x).^3;$
$y(1), y(2), y(3), y(4)$	$y(3, :) = \sin(x).^2;$
причем $y(4) = y(1) + y(3)$	$y(4, :) = y(1, :) + y(3, :);$
	for $i = 1:4$
Команды графического	plot($x, y(i, :)$)
вывода с последующей	pause
очисткой и закрытием	end
экрана	clf, close;

В файле-сценарии обязательно должна быть строка комментария.

Чтобы запустить эти вычисления, в командной строке системы введите *peetals* и нажмите *Enter*. После вывода текущей картинке возникнет искусственная пауза. Для возобновления вывода информации нажмите любую клавишу. Зарисуйте примерный вид каждого графика с надписью функции, к которой он относится.

Рассмотрим следующий файл-сценарий:

```
%M-file approk
for j=2:15
    x=0:.03*pi*pi;
    p=polyfit(x, y, j)
    f=polyval(p, x);
    plot(x, y, 'ob', x, f, '-g')
    pause
end
clf, close;
```

Этот сценарий для изначально заданной функции " $y(x)$ ", изменяющейся с шагом 0.03π , вычисляет аппроксимирующий полином с возможным порядком от 2 до 15, а затем выводит графики функции и полинома для сравнения. Коэффициенты аппроксимирующего полинома заданного порядка j

вычисляются функцией *polyfit*, а само значение полинома в точке x вычисляет функция *polyval*. Ответьте на вопрос: каков минимальный порядок полинома, на ваш взгляд, удовлетворительно аппроксимирующего функцию $y = e^{\sin x}$?

Для ответа задайте в командной строке следующее:

>> `approx` нажмите Enter и не обращайтесь внимание на выданные после этого сообщения

>> `y=[];`

>> `y=exp(sin(x));`

>> `approx`

(Не забывайте, что каждая строка вводится с помощью Enter).

Для получения графика, следующего за текущим (при этом порядок аппроксимирующего полинома увеличивается на 1), нажмите любую клавишу. После этого выполните аналогичные действия для функций:

$$y = e^{\sin^2 x}, \quad y = e^{\sin^3 x}.$$

Как изменяется порядок полинома и почему? Выводы по данному пункту лабораторной работы проиллюстрируйте графиками в отчете. Запишите также выражения выбранных полиномов минимального порядка для каждой функции.

1.3.2. M-функции

Рассмотрим простейший пример M-файла, оформленного в виде функции, т.е. M-функции. Ее состав следующий:

Строка определения функции	<code>function y=prim(x)</code>
Первая строка комментария	<code>% Prim – графики</code>
Возможно, самого комментария	<code>% Подготовка функций для графиков</code>
Самого задания одной или	<code>y(:, 1)=200*sin(x)./x;</code>
нескольких функций	<code>y(:, 2)=x.^2*sin(x);</code>

Для последующего обращения к этим функциям используется имя *prim*.

Ответьте на вопрос: где в диапазоне $-7 < x < 0$ достигается $\min[y(1)]$ и $\max[y(2)]$?

Для этого используйте команду построения графиков одной или нескольких функций *fplot*. Сначала познакомьтесь со структурой команды. Вы уже знаете, что это можно сделать с помощью "справочной" команды *help*. Поэтому в командной строке задайте *help fplot*.

2. Практическое ознакомление с системой *Simulink*

Система *Simulink* является составной частью системы *Matlab*, предназначенной для структурно-графического моделирования различных динамических объектов, как непрерывных, так и дискретных. При данном методе объект представляется в виде совокупности готовых, законченных блоков, между которыми устанавливаются связи по типу "вход–выход". В графике модели такие связи изображаются простыми стрелками. Возможности (мощность) моделирования динамического объекта определяются объемом библиотеки *Simulink*. Способ конструирования модели, таким образом, сводится к выбору соответствующих блоков из состава возможных в библиотеке, будь то блоки различных сигналов, блоки звеньев систем автоматического управления, логические блоки или блоки отображения получаемой информации. Это чрезвычайно упрощает процесс моделирования, делая его высокоэффективным.

Целью настоящего занятия является получение первых навыков работы в системе *Simulink* на основе ее библиотеки.

В командной строке *Matlab* введите команду:

```
>>simulink
```

Перед вами откроется главное графическое меню библиотеки *Simulink*. Блок *Sources* позволяет выбрать внешний сигнал, например, гармоническое воздействие. Откройте блок. В окне справа найдите блок *Sine Wave*. Это блок гармонических воздействий в виде синусоиды. Его, как и любой другой блок библиотеки, можно перенести в окно создаваемой модели. Создайте такое окно через меню *File* → *New* → *Model* и перенесите в него блок *Sine Wave*. Перенесите еще один блок *Sine Wave* в окно модели, чтобы в нем находилось два блока гармонических воздействий. Вернитесь в окно главной библиотеки (*Simulink Library Browser*), в блоке *Math Operations* найдите сумматор *Sum* и перенесите его в окно модели, а из блока *Sinks* перенесите осциллограф *Scope*.

Для поиска элементов библиотеки *Simulink* можно использовать строку *find*, в которую вводится наименование элемента, например, *Sum* и нажимается клавиша *Enter*.

Соедините выход блока *Sine Wave* с одним входом, а выход блока *Sine Wave 1* – с другим входом блока *Sum*. Для этого надо подвести курсор к выходу блока и после появления крестика нажать и удерживать левую кнопку "мыши". При этом появляется возможность проводить стрелки на экране движением "мыши" в соответствующем направлении. Если необходимо сделать излом стрелки, то в соответствующей точке отпустите кнопку "мыши". Затем аналогично ведите стрелку в нужном направлении. При контакте с входом принимающего блока отпустите кнопку. Указанным способом соедините выход блока сумматора с входом блока–осциллографа.

Получите график сигнала $y(t) = 2 \sin 2t + 3 \sin 5t$. Для этого сначала задайте амплитуду и частоту каждой гармонике (синусоиды) следующим образом. Щелкните "мышью" дважды на источнике сигнала *Sine Wave*. В открывшемся окне параметров блока задайте значение амплитуды (строка *Amplitude*) и задайте частоту сигнала (строка *Frequency*). Повторите эти действия с источником сигналов *Sine Wave 1*.

Запустите модель. Для этого в меню *Simulation* выберите опцию *Start*. Затем дважды щелкните "мышью" на блоке осциллографа *Scope*. Появившийся график зарисуйте в отчет.

Далее, получите график сигнала $y(t) = 2 \sin 2t - 3 \sin 5t$. Для этого откройте блок сумматора *Sum* и замените правый "+" на знак "-". Вновь запустите модель и зарисуйте график.

На этом лабораторная работа завершена. Закройте данный файл, откажитесь от сохранения изменений, выбрав "No" в системном диалоге.

Порядок выполнения работы

1. Запустить систему *Matlab*.
2. Установить маршрут, показывающий расположение программного файла с помощью команд: *File/Set Path*.
В появившемся окне выбрать команду *Add Folder*.
Далее найти папку *C:/Matlab 6p1/Work/LabRab/Lab1*.
Затем ввести команды: *Save/Close*.
3. Запустить на выполнение программу в командном окне *Matlab* с помощью команды *type lab1* и выполнить лабораторную работу (часть 1), следуя указаниям, содержащимся в лабораторной работе.
4. Запустить на выполнение программу для выполнения второй части лабораторной работы, с помощью команды *Simulink* и выполнить лабораторную работу (часть 2), следуя указаниям, содержащимся в лабораторной работе.
5. Подготовить отчет о выполненной работе.

Библиографический список

- Потёмкин, В. Г. Система *Matlab*: справочное пособие / В. Г. Потёмкин. М. Диалог–МИФИ, 1998. 350 с.
- Дьяконов, В. П. *Matlab*: учебный курс / В. П. Дьяконов. СПб.: Питер, 2001. 560 с.
- Потёмкин, В. Г. *Control System Box. Matlab 5 для студентов* / В. С. Медведев, Потёмкин В. Г. М.: Диалог–МИФИ, 1999. 287 с.
- Гультияев, А. К. Визуальное моделирование в среде *Matlab*: учебный курс / А. К. Гультияев. СПб.: Питер, 2000. 432 с.

Лабораторная работа № 2

ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИНАМИЧЕСКИХ ЗВЕНЬЕВ

Цель работы: приобретение практических навыков, необходимых при исследовании динамических характеристик, а также закрепление теоретических знаний по переходным процессам в звеньях систем регулирования.

Теоретические сведения

Переходная функция. Динамические свойства звена могут быть определены по его переходной функции.

Переходная функция $h(t)$ представляет собой переходный процесс на выходе звена, возникающий при подаче на его вход ступенчатого воздействия, равного единице. Такое входное воздействие называется *единичной ступенчатой функцией* $1(t)$:

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

Функция веса $w(t)$ представляет собой реакцию звена на *единичную импульсную функцию*, поданную на его вход.

Единичная импульсная функция, или *дельта-функция*, это производная от единичной ступенчатой функции $\delta(t) = d[1(t)] / dt$. Дельта-функция $\delta(t)$ равна нулю везде, кроме точки $t = 0$, где она стремится к бесконечности. Основное свойство $\delta(t)$ в том, что она имеет единичную площадь.

Наиболее часто встречающиеся в системах автоматического регулирования звенья имеют следующие передаточные и переходные функции.

1. Аперiodическое звено первого порядка

$$W(p) = \frac{K}{Tp + 1}.$$

$$x_2 = h(t) = K(1 - e^{-\frac{t}{T}}) \cdot 1(t).$$

2. Звено второго порядка

$$W(p) = \frac{K}{T_2^2 p^2 + T_1 p + 1}.$$

Если корни характеристического уравнения звена комплексные, то звено называется колебательным, а если вещественные, то звено является апериодическим звеном второго порядка.

2.1. Колебательное звено.

Передаточную функцию звена в этом случае принято записывать в следующем виде

$$W(p) = \frac{K}{T^2 p^2 + 2\varepsilon T p + 1},$$

где $T = T_2$; $2\varepsilon T = T_1$.

Откуда определим $\varepsilon = \frac{T_1}{2T} < 1$ – показатель колебательности.

$$x_2 = h(t) = K \left[1 - e^{\alpha t} \left(\cos \beta t - \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta t \right) \right] \cdot 1(t),$$

где $\alpha = -\frac{\varepsilon}{T}$ – вещественная часть корня; $\beta = \frac{1}{T} \sqrt{1 - \varepsilon^2}$ – мнимая часть корня.

Апериодическое звено второго порядка:

$$W(p) = \frac{K}{(T_3 p + 1)(T_4 p + 1)}.$$

$$x_2 = h(t) = K \left(1 - \frac{T_3}{T_3 - T_4} e^{\frac{-t}{T_3}} + \frac{T_4}{T_3 - T_4} e^{\frac{-t}{T_4}} \right) \cdot 1(t),$$

$$T_{3,4} = \frac{1}{2} (T_1 \pm \sqrt{T_1^2 - 4T_2^2}).$$

3. Идеальное интегрирующее звено:

$$W(p) = K/p.$$

$$x_2 = h(t) = K \int_0^t 1(t) dt = K \cdot t \cdot 1(t).$$

4. Дифференцирующее звено с замедлением (реальное):

$$W(p) = \frac{KTp}{Tp + 1}.$$

$$x_2 = h(t) = K \cdot e^{\frac{-t}{T}} \cdot 1(t) .$$

Определение параметров динамических звеньев. Параметрами звеньев являются коэффициенты и постоянные времени. Эти параметры могут быть найдены по полученным экспериментальным путем переходным функциям. Рассмотрим определение параметров аperiodического и колебательного звеньев.

Переходная функция аperiodического звена первого порядка изображена на рис. 2.1.

Коэффициент усиления K численно равен значению $h(\infty)$. Постоянную времени T можно определить из графика $h(t)$ по величине отрезка, отсекаемого касательной к кривой в начале координат на горизонтальной асимптоте. Постоянная времени T равна также промежутку времени, за который $h(t)$ достигает значения, численно равного $0.63K$.

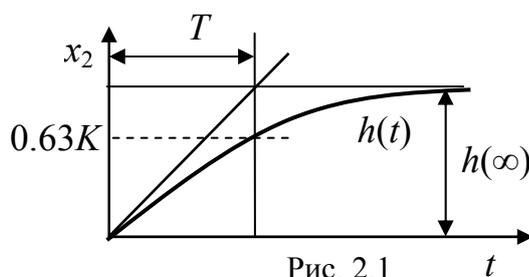


Рис. 2.1

Если на вход поступает воздействие $x_1 = 1(t)$, то переходная функция колебательного звена показана на рис. 2.2 и определяется выражением

$$x_2 = h(t) = K[1 - e^{\alpha t} (\cos \beta t - \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta t)] \cdot 1(t),$$

где α и β – вещественная и мнимая части корней.

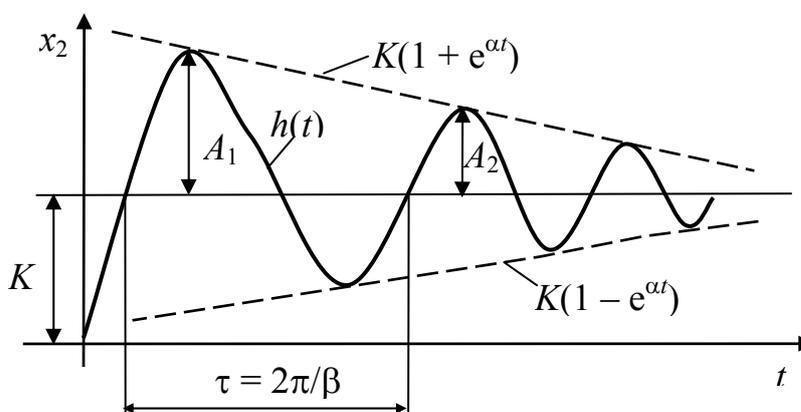


Рис. 2.2

Используя экспериментальную кривую $h(t)$, получим параметры колебательного звена.

Коэффициент усиления K численно равен значению $h(\infty)$.

Из рис. 2.2 следует

$$\beta = \frac{2\pi}{\tau}; \quad \alpha = \frac{1}{\tau} \ln \frac{A_2}{A_1}.$$

Но, так как $\sqrt{\alpha^2 + \beta^2} = \frac{1}{T}$, то найдем постоянную времени T и степень

$$\text{затухания } \varepsilon: \quad T = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}; \quad \varepsilon = -\alpha T.$$

Указания к выполнению работы

Для экспериментального определения временных характеристик на вход звена подается единичная *ступенчатая* функция или единичная *импульсная* функция.

Схема для расчета переходных характеристик в системе *Matlab* изображена на рис. 2.3.

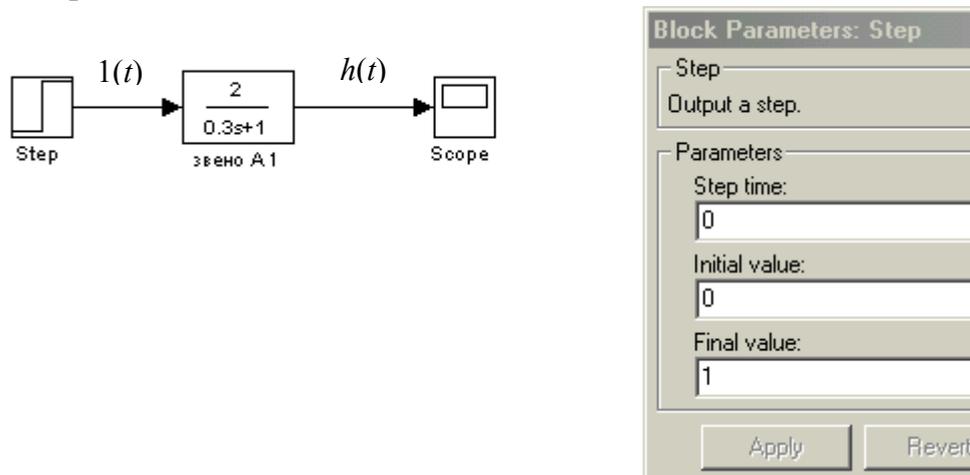


Рис. 2.3. Схема для экспериментального определения переходной функции

Для сбора модели используйте следующие блоки из библиотеки *Simulink*:

ступенчатая функция – блок *Sources* → *Step*;

динамическое звено – блок *Continuous* (для версии 5.2 *Linear*) → *Transfer Fcn*;

виртуальный осциллограф – блок *Sinks* → *Scope*.

Параметры входного ступенчатого сигнала задаются в блоке *Step* (рис. 2.3). Для удобства проведения эксперимента и последующего расчета амплитуду входного сигнала целесообразно задать равной единице.

Вид и параметры динамического звена определяются в соответствии с заданием. Схема для моделирования функции веса в системе *Matlab* изображена на рис. 2.4.

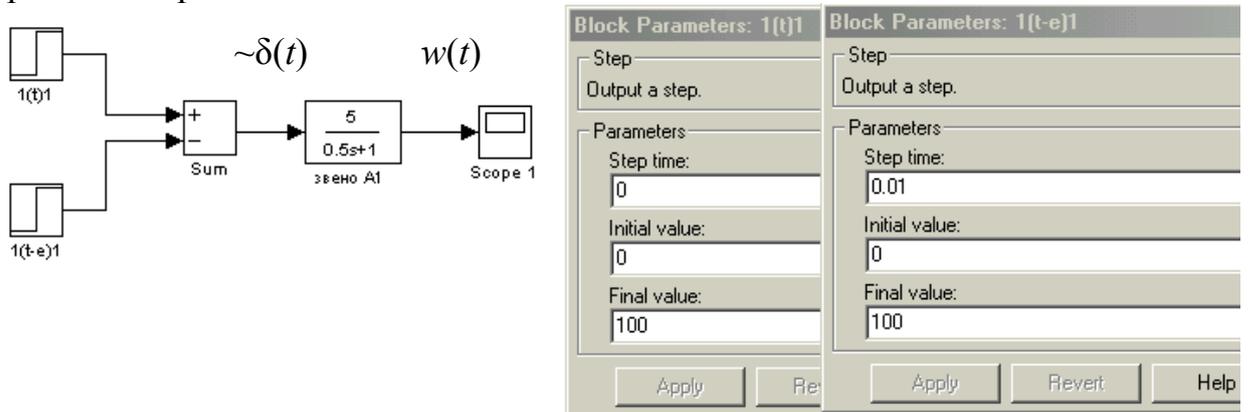


Рис. 2.4. Схема для экспериментального определения функции веса

Единичная импульсная функция не может быть точно реализована, поэтому она воспроизводится приближенно с помощью двух блоков *Step*, имеющих равные амплитуды 100, причем один сигнал запаздывает на время равное 0.01 с относительно другого (параметры блоков приведены в окнах на рис. 2.4). Затем сигналы суммируются в блоке суммирования *Sum* с противоположными знаками и на выходе получаем импульс длительностью 0.01 с и амплитудой 100, который приближенно моделирует функцию $\delta(t)$.

Параметры звена задаются в окне, которое появляется после двойного нажатия на изображении блока. В первой строке вводятся *через пробел* коэффициенты числителя по убывающим степеням оператора s , а во второй строке коэффициенты знаменателя по убывающим степеням оператора s (рис. 2.5).

В системе *Matlab* оператор s является оператором преобразования Лапласа (в литературе применяется также обозначение p).

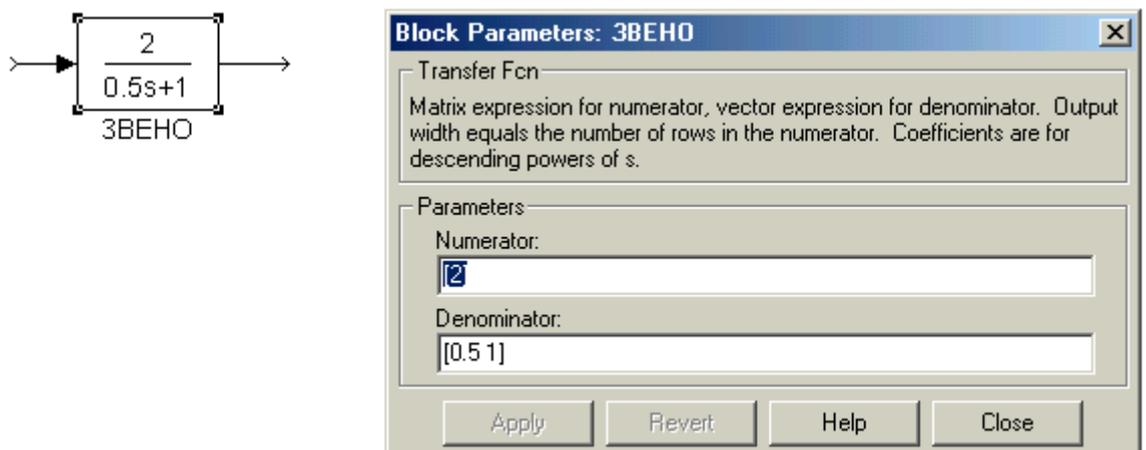


Рис. 2.5. Ввод параметров динамического звена

Перед началом выполнения работы запустите систему *Matlab*, а затем систему *Simulink*, введя в командной строке *Matlab* команду:

`>>simulink`

Создайте окно новой модели: через меню *File* → *New* → *Model*.

В работе исследуются временные характеристики следующих звеньев.

1. *Безынерционное (пропорциональное) звено.*

Передаточная функция звена имеет вид

$$W(s) = K.$$

Соберите схему на рис. 2.3. Получите на виртуальном осциллографе переходную функцию $h(t)$, подав на вход звена единичную ступенчатую функцию. Получите переходные характеристики при $K = n$, где n – номер варианта.

Объясните, как по графикам определить параметр K ?

2. *Апериодическое звено первого порядка.*

Передаточная функция звена имеет вид

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

2.1. Создайте в системе *Matlab* схему, соответствующую рис. 2.3, и снимите переходную функцию для двух звеньев с различными параметрами:

$$[K = n, T = 0.3],$$

$$[K = n, T = 0.8],$$

где n – номер варианта.

Объясните, как по графикам определить параметры звена K и T ?

2.2. Для рассмотренных звеньев получите функцию веса, используя схему на рис. 2.4.

3. *Колебательное звено.*

Передаточная функция звена имеет вид

$$W(s) = \frac{K}{T^2 s^2 + 2\varepsilon Ts + 1}.$$

3.1. Получите переходную функцию для звена с параметрами:

$$[K = n, T = 0.n, \varepsilon = 0.2];$$

$$[K = n, T = 0.n, \varepsilon = 0.05],$$

где n – номер варианта.

Объясните, как по графикам определить параметры колебательного

звена (K , T , ε)?

3.2. Для рассмотренных звеньев получите функцию веса, используя схему на рис. 2.4.

4. *Апериодическое звено второго порядка.*

Передаточная функция звена имеет вид

$$W(s) = \frac{K}{(T_3s + 1)(T_4s + 1)}.$$

Получите переходную функцию для звена с параметрами:

$$[K = n, T_3 = 0.n, T_4 = 0.3 + 0.n],$$

где n – номер варианта.

5. *Идеальное интегрирующее звено.*

Передаточная функция звена имеет вид

$$W(s) = \frac{K}{s}.$$

Получите переходные функции для звеньев с параметрами:

$$[K = 0.5],$$

$$[K = n],$$

где n – номер варианта.

Сделайте вывод, как коэффициент K связан с наклоном прямой?

6. *Интегрирующее звено с замедлением.*

Передаточная функция звена имеет вид

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

Получите переходную функцию для звена с параметрами:

$$[K = n, T = 1.n],$$

где n – номер варианта.

Объясните, как по графикам определить параметры звена K и T ?

7. *Пропорционально-интегральное (изодромное) звено.*

Передаточная функция звена имеет вид

$$W(s) = \frac{K}{s} + K_1 = \frac{K(Ts + 1)}{s},$$

где $T = K_1 / K$.

Получите переходную функцию для звена с параметрами

$$[K = 2, K_1 = n],$$

где n – номер варианта.

Объясните, как по графикам определить K и K_1 ?

8. Дифференцирующее звено с замедлением.

Передаточная функция звена имеет вид

$$W(s) = \frac{KTs}{Ts + 1},$$

Получите переходную функцию для звена с параметрами

$$[K = n, T = 0.n],$$

где n – номер варианта.

В этом случае для ввода параметров числителя звена необходимо в строке *Numerator* ввести численные значения: $[KT \ 0]$.

Объясните, как по полученным графикам определить параметры K и T ?

Порядок выполнения работы

1. Зарисовать переходные процессы для звеньев, приведенных в разделе «Указания к выполнению работы». При этом следует усвоить аналитические выражения для переходных функций, схемы моделирования и характер кривых переходных функций на экране осциллографа.

2. Получить функции веса для звеньев, которые указаны в разделе «Указания к выполнению работы».

3. Определить параметры передаточных функций апериодического первого порядка и колебательного звеньев по переходным функциям.

4. По полученным в пункте 3 параметрам вычислить функции $h(t)$ для апериодического первого порядка и колебательного звеньев и построить их на общем графике с экспериментальными кривыми.

Контрольные вопросы

1. Приведите определение передаточной функции звена.
2. Дайте определения переходной функции и функции веса звена. Как они связаны между собой?
3. Как аналитически построить переходные функции колебательного звена и апериодического первого порядка?

Библиографический список

1. Бесекерский, В. А. Теория систем автоматического управления: Изд.4-е, перераб. и доп. / В. А. Бесекерский, Е. П. Попов. СПб: Изд-во «Профессия», 2003. 752 с.

Лабораторная работа № 3

**ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИНАМИЧЕСКИХ
ЗВЕНЬЕВ**

Цель работы: изучение частотных характеристик типовых звеньев систем автоматического управления и определение их параметров по экспериментальным характеристикам.

Теоретические сведения

Частотные и динамические свойства звена системы могут быть полностью определены его частотной передаточной функцией $W(j\omega)$.

Частотная передаточная функция представляет собой комплексное число, модуль которого равен отношению амплитуды выходной величины к амплитуде входной, а аргумент – сдвигу фаз выходной величины по отношению к входной:

$$W(j\omega) = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)} .$$

С изменением частоты входного гармонического воздействия изменяется модуль A и фаза φ частотной передаточной функции.

Для графического изображения частотных свойств звена используются амплитудно-фазовые (годографы), логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики.

Годографы апериодического первого порядка (кривая 1) и колебательного (кривая 2) звеньев показаны на рис. 3.1.

По виду годографа можно определить тип звена и его параметры.

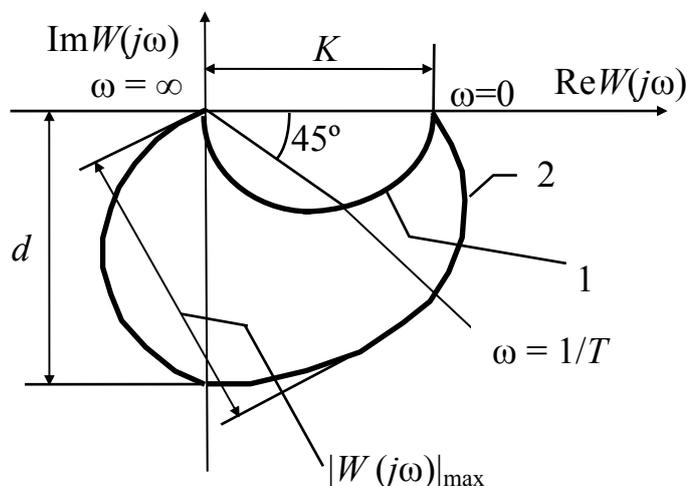


Рис. 3.1

Частотная передаточная функция колебательного звена имеет вид

$$W(j\omega) = \frac{K}{(1 - T^2\omega^2) + j2\varepsilon T\omega}. \quad (1)$$

При частоте $\omega = 0$ получаем коэффициент усиления звена $W(j\omega) = K$.
Для значения частоты $\omega = 1/T$ функция (1) имеет вид

$$W(j\omega) = \frac{K}{j2\varepsilon},$$

то есть частотная передаточная функция в этом случае, является чисто мнимой величиной. Поэтому частота ω , в данном случае, соответствует точке пересечения годографа 2 с мнимой осью и величина отрезка: $d = K / 2\varepsilon$, откуда нетрудно найти параметр степени затухания ε .

Таким образом, построив годограф $W(j\omega)$ по экспериментально полученным значениям, можно определить параметры колебательного звена. По годографу 1 апериодического звена первого порядка также можно определить его параметры. Аналогично находят параметры и других динамических звеньев.

Для определения типа динамического звена и его параметров часто используют асимптотические логарифмические частотные характеристики. При построении логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ) по оси абсцисс откладывают частоту в логарифмическом масштабе, а по оси ординат – значения амплитуды $L(\omega)$ в децибелах: $L(\omega) = 20 \lg A(\omega)$. При построении логарифмической фазо-частотной характеристики (ЛФЧХ) масштаб по оси абсцисс остается логарифмический, а по оси ординат откладывается значение фазы в градусах или в радианах.

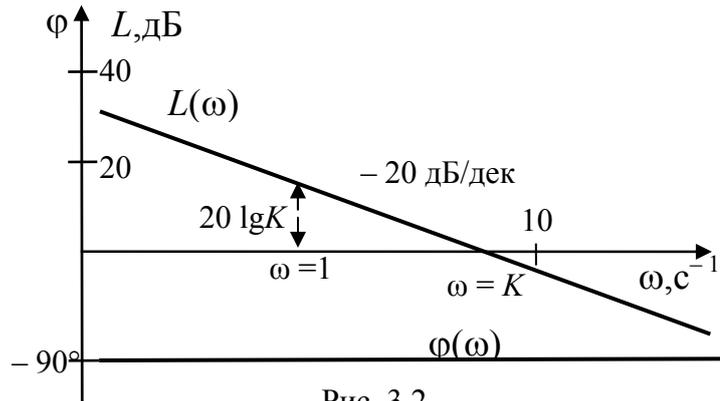
Для нанесения логарифмического масштаба по оси абсцисс можно использовать выражение

$$m = m_{\text{дек}} (\lg \omega_2 - \lg \omega_1) = m_{\text{дек}} \lg(\omega_2 / \omega_1),$$

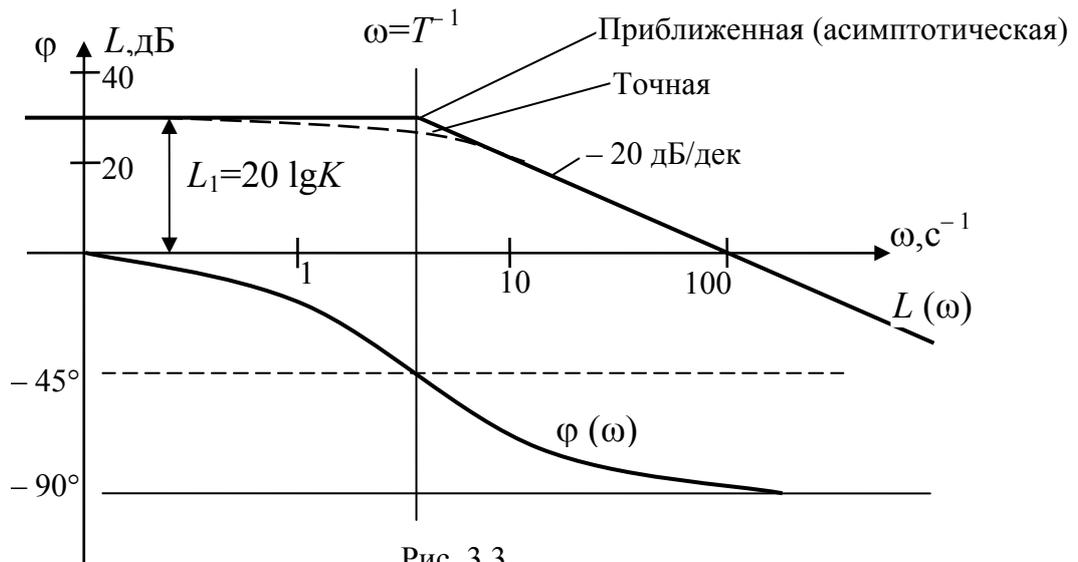
где $m_{\text{дек}}$ – желаемая длина одной декады в мм; m – расстояние между двумя значениями ω_1 и ω_2 , измеренное в мм.

Асимптотические ЛАЧХ простейших динамических звеньев – это одна прямая или ломаная линия с наклонами отрезков: 0 дБ/дек, ± 20 дБ/дек, ± 40 дБ/дек (дек – декада, то есть десятикратное изменение частоты).

ЛАЧХ и ЛФЧХ интегрирующего звена и апериодического звена первого порядка приведены на рис. 3.2 и рис. 3.3.



Частотная передаточная функция интегрирующего звена $W(j\omega) = K / j\omega$. Для определения единственного параметра интегрирующего звена K необходимо измерить ординату ЛАЧХ для значения частоты $\omega = 1$ (рис. 3.2), то есть $L(1) = 20 \lg K$. Отсюда нетрудно получить значение K . Кроме того, параметр K интегрирующего звена равен значению частоты в точке пересечения ЛАЧХ с осью частот.



Коэффициент усиления K аperiodического звена первого порядка определяют из условия $20 \lg K = L_1$, а его постоянную времени T – из условия $\omega = 1/T$ (рис. 3.3). Также просто с помощью ЛАЧХ можно найти параметры других звеньев.

Указания к выполнению работы

Для экспериментального определения частотных характеристик звена на его вход подается гармонический синусоидальный сигнал.

Схема для снятия частотных характеристик в системе Matlab изображена на рис. 3.4.

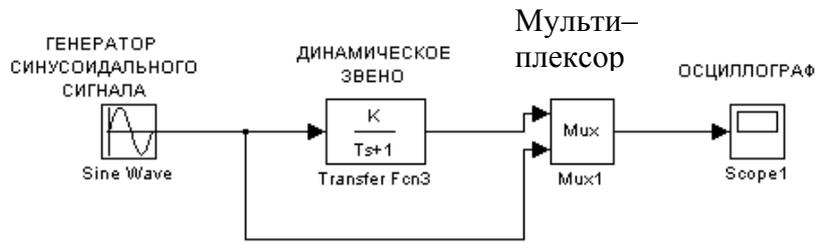


Рис. 3.4. Схема для экспериментального снятия частотных характеристик

Для сбора модели используйте следующие блоки из библиотеки *Simulink*:

синусоидальный сигнал – блок *Sources* → *Sine Wave*;

динамическое звено – блок *Continuous* (для версии 5.2 *Linear*) → *Transfer Fcn*;

мультиплексор – блок *Signals & Systems* (для версии 5.2 *Connections*) → *Mux*;

виртуальный осциллограф – блок *Sinks* → *Scope*.

Параметры входного гармонического сигнала: амплитуда – $U_{вх}$ и угловая частота – ω задаются в блоке *Sine Wave*. Для удобства проведения эксперимента и последующего расчета амплитуду входного сигнала целесообразно задать равной единице.

Вид и параметры динамического звена определяются в соответствии с заданием. Блок *Mux* предназначен для одновременного наблюдения на осциллографе входного и выходного сигналов.

На экране виртуального осциллографа в общем случае будет наблюдаться изображение (рис. 3.5), где $U_{вых}$ – амплитуда выходного сигнала, $T_c/2$ – половина периода гармонических колебаний в секундах, γ – величина фазового сдвига выходного сигнала по отношению к входному, измеряемая в секундах. Фазовый сдвиг в зависимости от типа звена может быть как отрицательным (рис. 3.5), так и положительным, если выходной сигнал опережает входной.

Для измерения выбирают часть графика, на котором амплитуда выходного сигнала достигла установившегося значения (*обязательно* исключаются несколько первых периодов колебаний).

Для точного измерения координат интересующих точек выделяйте их с помощью левой клавиши "мыши" в прямоугольные области (функция увеличения масштаба). Для уменьшения масштаба используйте правую клавишу.

Примечание. Если выходной сигнал с ростом частоты вместо гармонического имеет "ломаный" вид, то следует уменьшить время моделирования. Для этого в опции *Simulation* следует выбрать опцию *Parameters* и в открывшемся окне изменить параметр *Stop time (St)*.

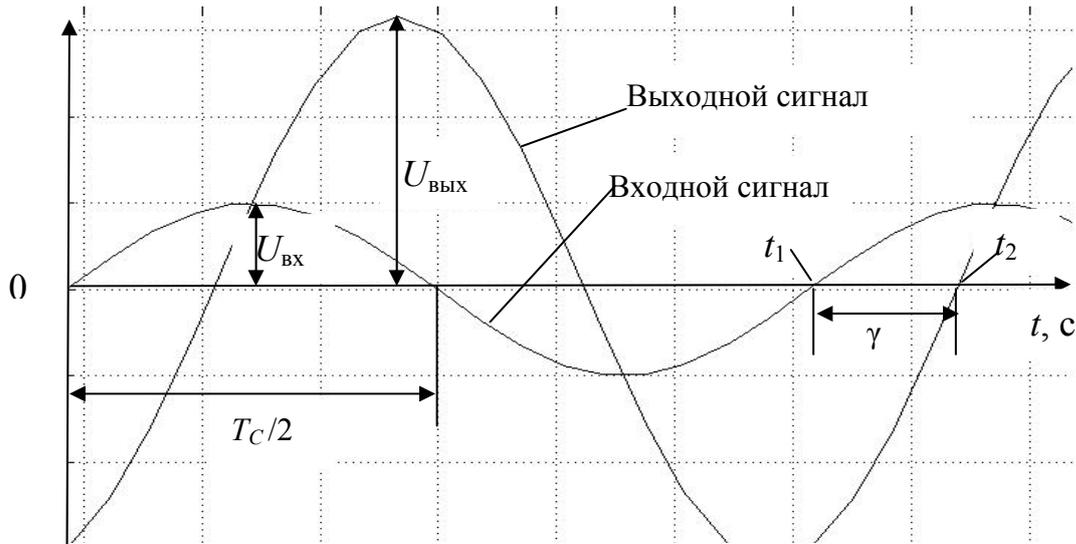


Рис. 3.5. Изображение на экране осциллографа

Экспериментальные данные занести в табл. 3.1, где ω , $T_c/2$, γ , $U_{\text{ВХ}}$, $U_{\text{ВЫХ}}$ – это экспериментальные значения, а A , φ , L – расчетные значения.

Проводят 8–12 опытов для различных значений частоты входного сигнала.

Таблица 3.1

ω , рад/с	$T_c/2$, с	$\gamma = t_2 - t_1$, с	$U_{\text{ВХ}}$	$U_{\text{ВЫХ}}$	A	φ , град	L , дБ
ω_1							
.....							
ω_n							

По экспериментальным данным из табл. 3.1 определяют параметры частотной передаточной функции.

Модуль $A(\omega)$ для некоторой частоты ω_1 равен отношению амплитуд сигналов:

$$A(\omega) = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}.$$

Фазовый сдвиг между сигналами, измеренный в секундах, пересчитывают в градусы по выражению:

$$\varphi = \frac{180}{T_c} \frac{\gamma}{2}, \text{ град.}$$

Значение модуля в логарифмическом масштабе определяют по формуле:

$$L(\omega) = 20 \lg A(\omega), \text{ дБ.}$$

Полученные значения заносят в табл. 3.1.

Порядок выполнения работы

1. Снять амплитудные и фазовые частотные характеристики апериодического первого порядка, колебательного, апериодического второго порядка и реального дифференцирующего звеньев.

2. Построить по экспериментальным данным годографы, ЛАЧХ и ЛФЧХ звеньев.

3. Определить параметры звеньев по годографам и по частотным характеристикам.

Перед началом выполнения работы запустите систему *Matlab*, а затем систему *Simulink*.

Для запуска в командной строке *Matlab* введите команду:

```
>>simulink
```

Создайте окно новой модели: через меню *File* → *New* → *Model*.

Экспериментальное определение частотных характеристик звеньев. В работе исследуются характеристики следующих звеньев.

1. *Апериодическое звено первого порядка*

Передаточная функция звена имеет вид

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

Создайте в системе *Matlab* схему, соответствующую рис. 3.4, и снимите частотные характеристики для звена с параметрами (табл. 3.2).

Таблица 3.2

№ варианта	1	2	3	4	5	6	7	8
<i>K</i>	2	4	8	16	32	64	128	256
<i>T, с</i>	0.3	0.3	0.3	0.3	0.3	0.3	0.3	0.3

Рекомендуемые значения частоты ω : 0.5; 1; 3; 6; 12; 20.

Для каждого значения частоты необходимо выбрать свое время моделирования *St*, чтобы на экране было видно 3–4 периода колебаний и, чтобы кривые не имели «ломаный» вид.

Для заданных значений частоты провести моделирование и занести результаты в табл. 3.1.

2. Колебательное звено.

Передаточная функция звена имеет вид

$$W(s) = \frac{K}{T^2 s^2 + 2T\varepsilon s + 1}.$$

Создайте в системе *Matlab* схему, соответствующую рис. 3.4, и снимите частотные характеристики для звена с параметрами (табл. 3.3).

Таблица 3.3

№ варианта	1	2	3	4	5	6	7	8
K	2	4	8	16	32	64	128	256
T, c	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1
ε	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1

Рекомендуемые значения частоты ω : 1; 4; 8; 10; 12; 20; 40.

Для заданных значений частоты провести моделирование и занести результаты в табл. 3.1.

3. Дифференцирующее звено с замедлением.

Передаточная функция звена имеет вид

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

Создайте в системе *Matlab* схему, соответствующую рис. 3.4, и снимите частотные характеристики для звена с параметрами (табл. 3.4).

Таблица 3.4

№ варианта	1	2	3	4	5	6	7	8
K	2	4	8	16	32	64	128	256
T, c	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1

Рекомендуемые значения частоты ω : 1; 4; 8; 10; 12; 20; 40.

При измерении γ в этом случае необходимо отсчитывать отрезок слева от точки, соответствующей t_1 , так как выходной сигнал «опережает» по фазе входной и угол фазового сдвига будет положительный.

Для заданных значений частоты провести моделирование и занести результаты в табл. 3.1.

4. Аперриодическое звено второго порядка.

Передаточная функция звена имеет вид

$$W(s) = \frac{K}{(T_3s + 1)(T_4s + 1)}$$

Создайте в системе *Matlab* схему, соответствующую рис. 3.4, и снимите частотные характеристики для звена с параметрами (табл. 3.5).

Таблица 3.5

№ вариан- та	1	2	3	4	5	6	7	8
K	2	4	8	16	32	64	128	256
T_3, c	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1
T_4, c	0.4	0.4	0.4	0.4	0.4	0.4	0.4	0.4

Рекомендуемые значения частоты ω : 0.5; 1; 4; 8; 10; 20; 40.

Для заданных значений частоты провести моделирование и занести результаты в табл. 3.1.

Контрольные вопросы

1. Дайте определение частотной передаточной функции звена.
2. Начертите годографы, ЛАЧХ и ЛФЧХ идеального дифференцирующего звена, апериодического звена первого порядка и других типовых звеньев по указанию преподавателя.
3. Выведите формулу (2).
5. Получите выражение ЛАЧХ колебательного звена.

Библиографический список

1. Бесекерский, В. А. Теория систем автоматического управления: Изд.4-е, перераб. и доп. / В. А. Бесекерский, Е. П. Попов. СПб: Изд-во «Профессия», 2003. 752 с.

Лабораторная работа № 4

АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Цель работы: исследование системы автоматического регулирования на устойчивость с использованием экспериментальных частотных характеристик разомкнутой системы.

Теоретические сведения

Методы определения устойчивости системы

Для оценки устойчивости систем автоматического управления наиболее широко применяют критерий устойчивости Найквиста по следующим причинам:

- а) устойчивость системы в замкнутом состоянии исследуют по частотной передаточной функции ее разомкнутой цепи, которая чаще всего состоит из простых сомножителей;
- б) для исследования устойчивости можно использовать экспериментально полученные частотные характеристики системы;
- в) устойчивость можно исследовать по логарифмическим частотным характеристикам, построение которых несложно;
- г) по частотным характеристикам разомкнутой системы удобно определять запас устойчивости.

Определение устойчивости системы по амплитудно-фазовой частотной характеристике

Предварительно необходимо определить устойчивость системы в разомкнутом состоянии. Если система является одноконтурной и состоит из последовательно соединенных звеньев, то корни характеристических полиномов этих звеньев являются одновременно корнями характеристического полинома разомкнутой системы.

Пусть разомкнутая система устойчива, тогда для этого случая критерий Найквиста формулируется следующим образом.

Для устойчивости замкнутой системы необходимо и достаточно, чтобы амплитудно-фазовая частотная характеристика (АФХ) (годограф) разомкнутой системы при изменении ω от 0 до ∞ не охватывал точку с координатами $(-1, j0)$.

Определение устойчивости системы по логарифмическим частотным характеристикам

Критерий Найквиста позволяет выяснить устойчивость системы в замкнутом состоянии не только по АФХ, но и по логарифмическим частотным характеристикам (ЛЧХ) разомкнутой системы. Эту возможность используют очень широко из-за простоты построения таких характеристик и определения по ним запаса устойчивости.

Если разомкнутая система устойчива или нейтральна, то критерий устойчивости Найквиста, применительно к логарифмическим частотным харак-

теристикам разомкнутой системы $L(\omega)$ и $\varphi(\omega)$, может быть сформулирован следующим образом.

Замкнутая система автоматического регулирования устойчива, если разность между числами положительных и отрицательных переходов фазовой характеристики разомкнутой системы $\varphi(\omega)$ через линию $\varphi = -180^\circ$ в диапазоне частот, где $L(\omega) > 0$, равна $q/2$, где q – число корней с положительной вещественной частью характеристического уравнения разомкнутой системы.

Положительным переходом считается переход характеристики $\varphi(\omega)$ снизу вверх через линию $\varphi = -180^\circ$, а отрицательным сверху вниз.

Упрощенная формулировка критерия для случая $q = 0$.

Электромеханические и теплоэнергетические системы, как правило, состоят из устойчивых звеньев, поэтому число корней с положительной вещественной частью характеристического уравнения разомкнутой системы равно нулю. В этом случае можно использовать упрощенную формулировку критерия.

Система в замкнутом состоянии устойчива, если на частоте среза ω_c ЛФЧХ разомкнутой системы проходит выше линии $\varphi = -180^\circ$. Частота среза ω_c – это значение частоты ω , при которой $L(\omega_c) = 0$.

Для устойчивых в замкнутом состоянии систем можно определить косвенные показатели качества системы: запас устойчивости по модулю и запас устойчивости по фазе.

Запасы устойчивости

Запасом устойчивости по амплитуде называется величина, показывающая, во сколько раз необходимо увеличить (или уменьшить) величину коэффициента передачи разомкнутой системы при неизменных значениях всех остальных ее параметров, чтобы устойчивая система оказалась на границе устойчивости. Следовательно, запас устойчивости по амплитуде

$$K_a = K_{кр} / K, \quad (1)$$

где K – коэффициент передачи исследуемой системы; $K_{кр}$ – критический коэффициент передачи, при котором система находится на границе устойчивости.

Запас устойчивости по амплитуде может быть определен из выражения

$$K_a = 1/a, \quad (2)$$

где a – значение вещественной части частотной передаточной функции разомкнутой системы при сдвиге фазы $\varphi = -180^\circ$ (рис. 4.1).

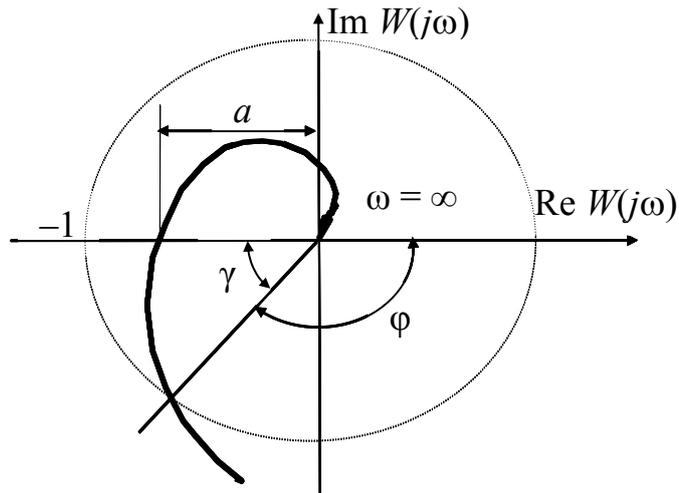


Рис. 4.1

Запасом устойчивости системы по фазе называется величина, показывающая, на сколько нужно уменьшить (увеличить) фазовый сдвиг разомкнутой системы при неизменных значениях всех ее остальных параметров, чтобы устойчивая прежде система оказалась на границе устойчивости. Запас устойчивости по фазе

$$\gamma = 180^\circ + \varphi_1,$$

где φ_1 – аргумент функции $W_P(j\omega)$, соответствующий модулю, равному единице (рис. 4.1).

Критический коэффициент передачи

Запишем частотную передаточную функцию разомкнутой одноконтурной системы в виде

$$W_P(j\omega) = K \cdot W_{PO}(j\omega),$$

где K – коэффициент передачи системы.

Коэффициент передачи системы можно определить с помощью ЛАЧХ разомкнутой системы, то есть выражением вида

$$L(\omega) = 20 \lg |W_P(j\omega)|.$$

Например, ЛАЧХ статической системы может иметь вид, показанный на рис. 2,а, а ЛАЧХ системы с астатизмом первого порядка – рис. 2,б.

В первом случае коэффициент передачи определяют из выражения $l = 20 \lg K$, во втором случае он равен $K = \omega_k$.

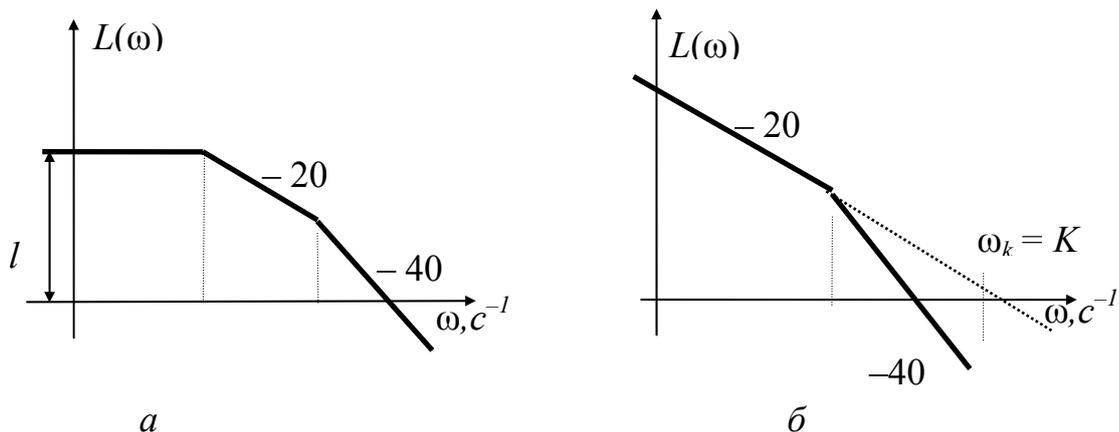


Рис. 4.2

Критический коэффициент передачи находим из выражения (1).

Указания к выполнению работы

В работе исследуется устойчивость замкнутой системы (рис. 4.3).

Для этого необходимо построить частотные характеристики разомкнутой системы, которые определяются экспериментально. Для экспериментального определения частотных характеристик разомкнутой системы на ее вход подается гармонический синусоидальный сигнал.

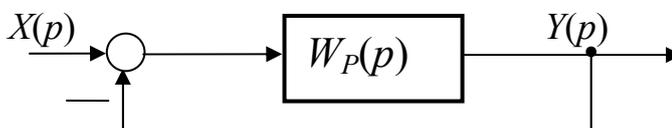


Рис. 4.3

Схема для снятия частотных характеристик в системе *Matlab* изображена на рис. 4.4.

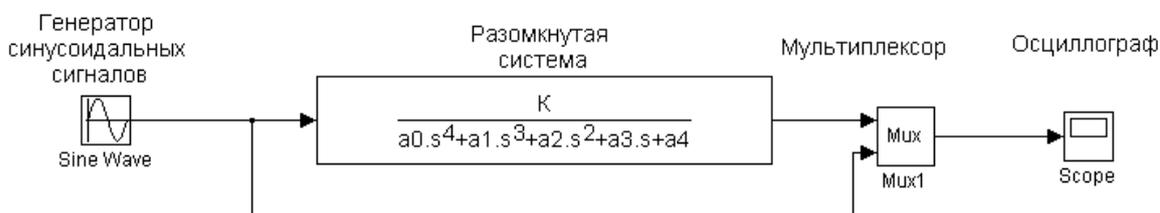


Рис. 4.4. Схема для экспериментального снятия частотных характеристик

Для сбора модели используются следующие блоки из библиотеки *Simulink*:

синусоидальный сигнал – блок *Sources* → *Sine Wave*;

разомкнутая система – блок *Continuous* (для версии 5.2 *Linear*) → звенья *Transfer Fcn*;

мультиплексор – блок *Signals & Systems* (для версии 5.2 *Connections*) → *Mux*;
 виртуальный осциллограф – блок *Sinks* → *Scope*.

Параметры входного гармонического сигнала: амплитуда – $U_{вх}$ и угловая частота – ω задаются в блоке *Sine Wave*. Для удобства проведения эксперимента и последующего расчета амплитуду входного сигнала целесообразно задать равной единице.

Вид и параметры звеньев разомкнутой системы определяются в соответствии с заданием. Блок *Mux* предназначен для одновременного наблюдения на осциллографе входного и выходного сигналов.

Для измерения выбирают часть графика, на котором амплитуда выходного сигнала достигла установившегося значения (*обязательно* исключаются несколько первых периодов колебаний).

На экране виртуального осциллографа в общем случае будет наблюдаться изображение (рис. 4.5), где $U_{вых}$ – амплитуда выходного сигнала, $T_c/2$ – половина периода гармонических колебаний в секундах, γ – величина фазового сдвига выходного сигнала по отношению к входному, измеряемая в секундах.

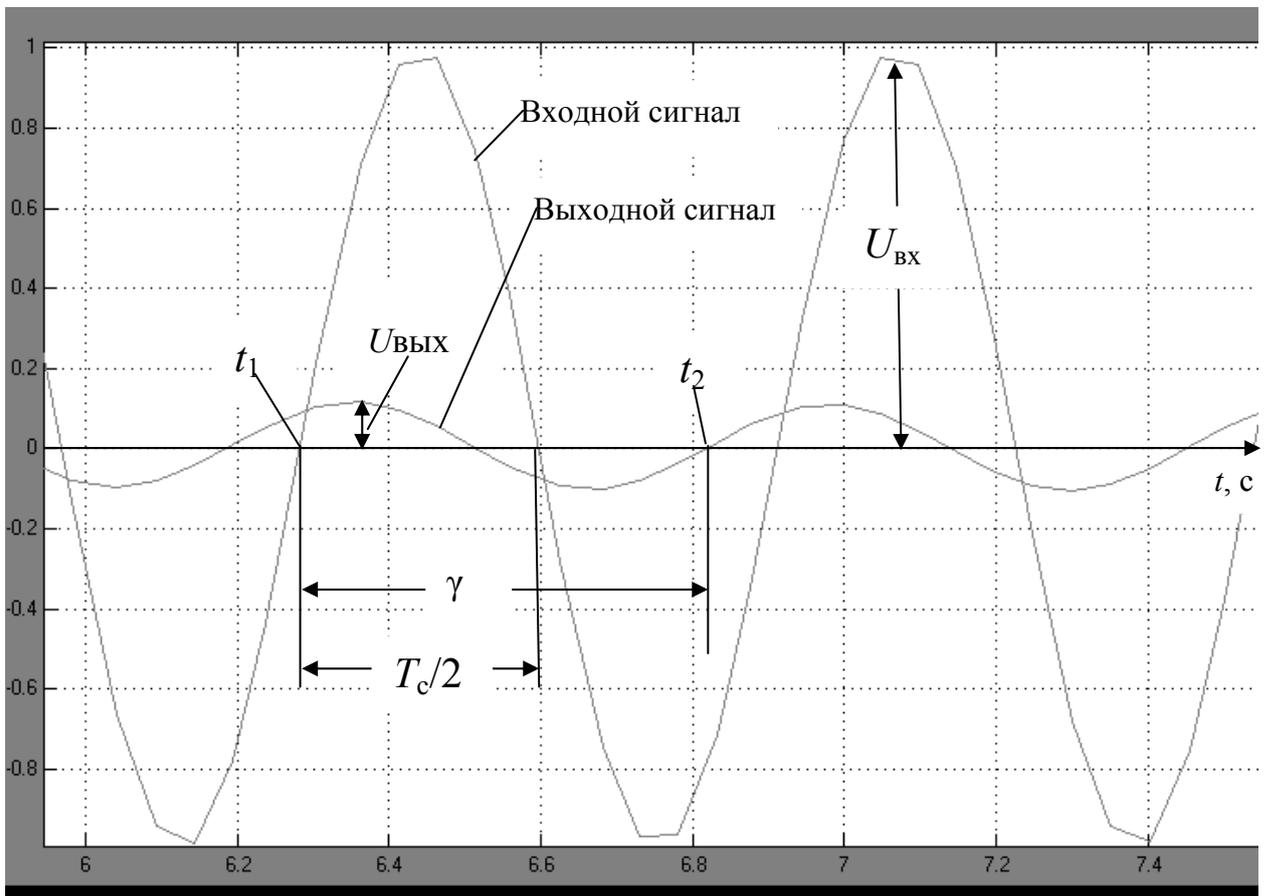


Рис. 4.5. Изображение на экране осциллографа

Определение сдвига по фазе γ производится между одноименными точками графиков при пересечении их с "осью нуля". При этом входной и выходной сигналы возрастают (пересекают ось абсцисс снизу вверх) – это точки t_1 и t_2 на рис. 4.5. Точка t_2 , соответствующая выходному сигналу, находится справа от точки t_1 .

Для точного измерения координат интересующих точек выделяйте их с помощью левой клавиши "мыши" в прямоугольные области (функция увеличения масштаба). Для уменьшения масштаба используйте правую клавишу.

Примечание: Если выходной сигнал с ростом частоты вместо гармонического имеет "ломаный" вид, то следует уменьшить время моделирования. Для этого в опции *Simulation* следует выбрать опцию *Parameters* и в открывшемся окне изменить параметр *Stop Time (St)*.

Экспериментальные данные занести в табл. 4.1, где ω , $T_c/2$, γ , $U_{вх}$, $U_{вых}$ – это экспериментальные значения, а A , φ , L – вычисленные значения.

Проводят 8–12 опытов для различных значений частоты входного сигнала.

По экспериментальным данным табл. 4.1 определяют параметры частотной передаточной функции.

Таблица 4.1

ω , рад/с	$T_c/2$, с	$\gamma=t_2-t_1$, с	$U_{вх}$	$U_{вых}$	A	φ , град	L , дБ
ω_1							
.....							
ω_n							

Модуль для некоторой частоты ω_1 равен отношению амплитуд сигналов:

$$A(\omega) = U_{вых} / U_{вх}.$$

Фазовый сдвиг между сигналами, измеренный в секундах, пересчитывают в градусы по выражению:

$$\varphi = \frac{180 \gamma}{\frac{T_c}{2}}, \text{ град.}$$

Значение модуля в логарифмическом масштабе определяют по формуле:

$$L(\omega) = 20 \lg A(\omega), \text{ дБ.}$$

Полученные значения заносит в табл. 4.1.

Порядок выполнения работы

1. Определите экспериментально амплитудные и фазовые частотные характеристики разомкнутой системы автоматического регулирования в соответствии с заданным вариантом передаточной функции.

2. Постройте годограф $W_P(j\omega)$, ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой системы по экспериментальным данным.

3. Определите устойчивость замкнутой системы, используя критерий Найквиста.

4. Определите запасы устойчивости по амплитуде и фазе по годографу и по ЛЧХ.

5. Определите коэффициент передачи системы и вычислите критический коэффициент усиления.

Перед началом выполнения работы запустите систему *Matlab*, а затем систему *Simulink*.

В командной строке *Matlab* введите команду: `>>simulink`
Создайте окно новой модели: через меню *File* → *New* → *Model*.

Экспериментальное определение частотных характеристик разомкнутой системы автоматического управления. Создайте в системе *Matlab* схему, соответствующую рис. 4.4, и снимите частотные характеристики для следующих разомкнутых систем (номер системы соответствует номеру варианта). Для каждого варианта снимаются характеристики с двумя наборами параметров: «а» и «б». Каждому типовому сомножителю передаточной функции соответствует один блок *Transfer Fcn* в модели системы.

Для различных значений частоты необходимо выбрать свое время моделирования *St*, чтобы на экране были видны 3–4 периода колебаний и кривые не имели «ломаный» вид. Для заданных значений частоты провести моделирование и занести результаты в табл. 4.1.

Передаточные функции разомкнутых систем имеют вид.

$$1) W_P(s) = \frac{K_1}{T_1s + 1} \cdot \frac{K_2}{T_2^2s^2 + T_3s + 1}$$

$$a) K_1 = 2; K_2 = 2; T_1 = 0.5; T_2 = 0.1; T_3 = 0.1;$$

$$б) K_1 = 6; K_2 = 2; T_1 = 0.5; T_2 = 0.1; T_3 = 0.1.$$

Рекомендуемые значения частоты ω : 0.5; 1; 2; 4; 8,11; 12; 20.

$$2) W_P(s) = \frac{K_1}{T_1s + 1} \cdot \frac{K_2}{T_2^2 s^2 + T_3s + 1} \cdot \frac{K_3}{T_4s + 1}$$

$$a) K_1 = 1; K_2 = 2; K_3 = 2; T_1 = 0.2; T_2 = 0.1; T_3 = 0.1; T_4 = 0.5;$$

$$б) K_1 = 3; K_2 = 2; K_3 = 2; T_1 = 0.2; T_2 = 0.1; T_3 = 0.1; T_4 = 0.5.$$

Рекомендуемые значения частоты ω : 0.5; 1; 2; 4; 5; 8,11, 12; 20.

$$3) W_P(s) = \frac{K_1}{T_1s + 1} \cdot \frac{K_2}{T_2s + 1} \cdot \frac{K_3}{T_3s + 1}$$

$$a) K_1 = 1; K_2 = K_3 = 2; T_1 = 0.1; T_2 = 0.2; T_3 = 0.5;$$

$$б) K_1 = 10; K_2 = K_3 = 2; T_1 = 0.1; T_2 = 0.2; T_3 = 0.5.$$

Рекомендуемые значения частоты ω : 0.5; 1; 2; 4; 5; 8,10, 12; 20.

$$4) W_P(s) = \frac{K_1}{T_1s + 1} \cdot \frac{K_2}{T_2s + 1} \cdot \frac{K_3}{T_3s + 1} \cdot \frac{K_4}{T_4s + 1}$$

$$a) K_1 = 0.5; K_2 = K_3 = K_4 = 2; T_1 = 0.1; T_2 = 0.2; T_3 = 0.5; T_4 = 0.5;$$

$$б) K_1 = K_2 = K_3 = K_4 = 2; T_1 = 0.1; T_2 = 0.2; T_3 = 0.5; T_4 = 0.5.$$

Рекомендуемые значения частоты ω : 0.5; 1; 2; 4; 5; 8,10, 12; 20.

$$5) W_P(s) = \frac{K_1}{T_1s + 1} \cdot \frac{K_2}{T_2^2 s^2 + T_3s + 1}$$

$$a) K_1 = 1; K_2 = 2; T_1 = 0.5; T_2 = 0.2; T_3 = 0.2;$$

$$б) K_1 = 6; K_2 = 2; T_1 = 0.5; T_2 = 0.2; T_3 = 0.2.$$

Рекомендуемые значения частоты ω : 0.5; 1; 2; 4; 6; 8,10, 12; 20.

$$6) W_P(s) = \frac{K_1}{T_1s + 1} \cdot \frac{K_2}{T_2^2 s^2 + T_3s + 1} \cdot \frac{K_3}{T_4s + 1}$$

$$a) K_1 = 1; K_2 = 1; K_3 = 2; T_1 = 0.5; T_2 = 0.2; T_3 = 0.2; T_4 = 1;$$

$$б) K_1 = 10; K_2 = 1; K_3 = 2; T_1 = 0.5; T_2 = 0.2; T_3 = 0.2; T_4 = 1.$$

Рекомендуемые значения частоты ω : 0.5; 1; 2; 3;4; 5; 8,10, 12; 20.

$$7) W_P(s) = \frac{K_1}{T_1s + 1} \cdot \frac{K_2}{T_2s + 1} \cdot \frac{K_3}{T_3s + 1}$$

$$a) K_1 = 1; \quad K_2 = K_3 = 2; \quad T_1 = 0.2; T_2 = 0.5; T_3 = 1;$$

$$б) K_1 = 10; \quad K_2 = K_3 = 2; \quad T_1 = 0.2; T_2 = 0.5; T_3 = 1.$$

Рекомендуемые значения частоты ω : 0.1; 0.4 ; 1; 2; 4; 8,10, 12; 20.

$$8) W_P(s) = \frac{K_1}{T_1s + 1} \cdot \frac{K_2}{T_2s + 1} \cdot \frac{K_3}{T_3s + 1} \cdot \frac{K_4}{T_4s + 1}$$

$$a) K_1 = 0.2; K_2 = K_3 = K_4 = 2; \quad T_1 = 0.1; T_2 = 0.2; T_3 = 0.5; T_4 = 0.5;$$

$$б) K_1 = K_2 = K_3 = K_4 = 2; \quad T_1 = 0.1; T_2 = 0.2; T_3 = 0.5; T_4 = 0.5.$$

Рекомендуемые значения частоты ω : 0.2; 0.4; 0.8; 1; 2; 4; 5; 8.

Контрольные вопросы

1. Выведите формулу (2).
2. Сделайте анализ устойчивости системы, используя критерий Найквиста.
3. Как определяется устойчивость системы по логарифмическим частотным характеристикам?
3. Что такое дополнение годографа к бесконечности?

Библиографический список

1. Бесекерский, В. А. Теория систем автоматического управления: Изд.4-е, перераб. и доп. / В. А. Бесекерский, Е. П. Попов. СПб: Изд-во «Профессия», 2003. 752 с.

Лабораторная работа № 5

ИССЛЕДОВАНИЕ ЛИНЕЙНЫХ ЗВЕНЬЕВ И САУ

Цель работы: изучение влияния жесткой обратной связи на характеристики линейных звеньев и исследование основных соотношений между временными и частотными характеристиками САУ.

Теоретические сведения

Влияние жесткой обратной связи на характеристики звеньев

Обратные связи применяют для изменения характеристик звеньев. Если передаточная функция звена обратной связи $W_{oc}(p)$ для установившегося режима (при $p = 0$) не равна нулю, то обратная связь называется жесткой обратной связью.

Передаточная функция звена, охваченного жесткой обратной связью, имеет вид

$$W_3(p) = \frac{W(p)}{1 + k_{oc}W(p)},$$

где $W(p)$ – передаточная функция неохваченного звена; k_{oc} – коэффициент жесткой обратной связи.

Жесткая обратная связь уменьшает коэффициент передачи и постоянную времени неохваченного звена. Если жесткая обратная связь охватывает группу звеньев, то увеличивается колебательность охваченных звеньев.

Если неохваченное звено является апериодическим, т.е.

$$W(p) = \frac{k}{Tp + 1},$$

то передаточная функция охваченного звена будет иметь вид

$$W_3(p) = \frac{k_3}{T_3p + 1}, \quad (1)$$

$$\text{где } k_3 = \frac{k}{1 + kk_{oc}}, \quad T_3 = \frac{T}{1 + kk_{oc}}. \quad (2)$$

Таким образом, в этом случае вид передаточной функции звена не изменяется, но параметры становятся другими.

Соотношение между временными и частотными характеристиками САУ

1. Теоретически время переходного процесса t_n обратно пропорционально частоте среза ω_c разомкнутой системы.

В лабораторной работе это положение следует проверить экспериментально для системы с передаточной функцией в разомкнутом состоянии

$$W_p(p) = \frac{k}{p(Tp + 1)}. \quad (3)$$

Для двух случаев сочетания параметров системы

$$\begin{aligned} a) & k = 0.5; \quad T = 1 \text{ с}; \\ б) & k = 5; \quad T = 0.1 \text{ с} \end{aligned} \quad (4)$$

ЛАХЧ идентичны по форме, но отличаются частотой среза. Им соответствуют переходные процессы одинаковой формы, но различной длительности.

2. Качество переходного процесса, определяемое перерегулированием σ и временем переходного процесса t_n (рис. 5.1), зависит от частоты среза разомкнутой системы ω_c и запаса по фазе γ (рис. 5.2). Исследуем эту связь, изменяя величину k в (3) и оценивая качество переходного процесса при одном значении $T = 1 \text{ с}$ и следующих значениях k :

$$a) k = 0.5; \quad б) k = 1; \quad в) k = 10. \quad (5)$$

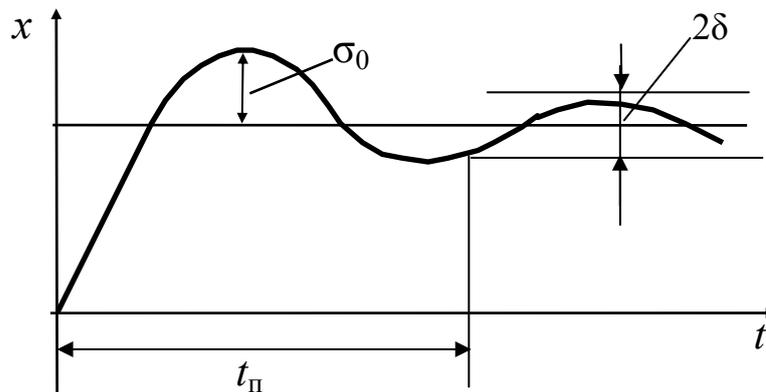


Рис. 5.1

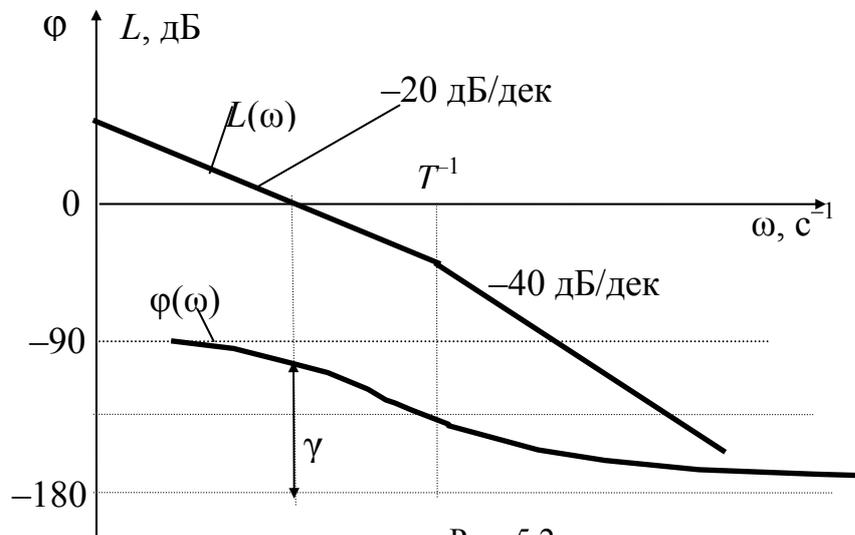


Рис. 5.2

Влияние протяженности среднечастотного участка ЛАЧХ на вид переходного процесса

Качество переходного процесса непосредственно зависит от протяженности среднечастотного участка с наклоном -20 дБ/дек в ЛАЧХ разомкнутой системы.

Пусть передаточная функция имеет вид

$$W_p(p) = \frac{k(T_2 p + 1)}{p(T_1 p + 1)(T_3 p + 1)} \quad (6)$$

при $T_1 > T_2 > T_3$ ей соответствует ЛАЧХ на рис. 5.3.

Теоретически перерегулирование возрастает с увеличением показателя колебательности M , который связан с запасами по амплитуде ЛАЧХ разомкнутой САУ, определяемыми длиной участка h ,

$$M = \frac{h+1}{h-1}, \quad h = \frac{T_2}{T_3},$$

при выполнении условия $\omega_c = \frac{M}{T_3(M+1)}$.

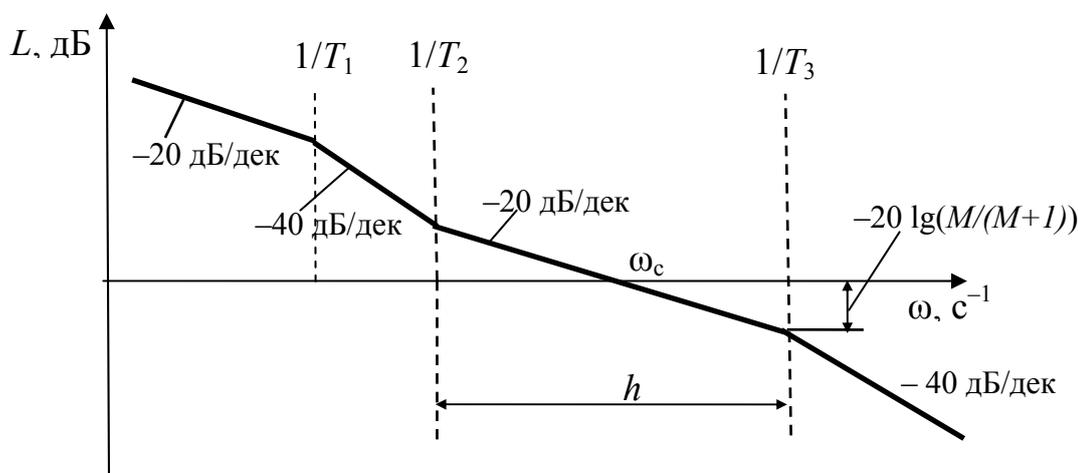


Рис. 5.3

Для системы с двумя наборами параметрами:

а) $k = 2; T_1 = 4 c; T_2 = 2 c; T_3 = 0.5 c;$

б) $k = 2; T_1 = 8 c; T_2 = 4 c; T_3 = 0.25 c;$

исследуется связь между рассчитанным значением M и экспериментально определенными σ и t_n .

Указания к выполнению работы

1. Влияние жесткой обратной связи на характеристики линейных звеньев.

Реализовать в системе *Matlab* схему на рис. 5.4,а и рассчитать переходную функцию апериодического звена при $k = 10, T = 1 c$, а затем повторить опыт, полагая $k_{oc} = 1$, и $k_{oc} = 10$.

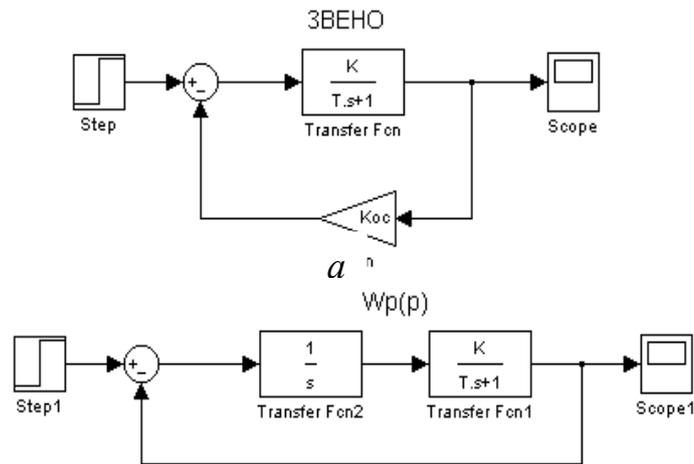


Рис. 5.4

2. Соответствие между временными и частотными характеристиками.

Для системы (3) реализовать схему на рис. 5.4,б и рассчитать переходные процессы замкнутой системы при следующих значениях параметров:

$$k = 0.5; T = 1 c; \quad k = 1; T = 1 c;$$

$$k = 5; T = 0.1 c; \quad k = 5; T = 1 c.$$

3. Влияние протяженности среднечастотного участка ЛАЧХ на вид переходного процесса.

Рассчитать переходные процессы для замкнутой системы с передаточной функцией в разомкнутом состоянии (4) при двух сочетаниях параметров:

$$k = 2; T_1 = 4 c; T_2 = 2 c; T_3 = 0.5 c;$$

$$k = 2; T_1 = 8 c; T_2 = 4 c; T_3 = 0.25 c.$$

Порядок выполнения работы

1. Исследовать влияние жесткой обратной связи на переходную характеристику апериодического звена. Построить ЛЧХ звена без обратной связи и при указанных значениях коэффициентов обратной связи.

2. Рассчитать переходные процессы для системы (3) с параметрами (4) и определить показатели качества σ и t_n .

Построить ЛЧХ, соответствующие системе (3) с заданными параметрами, и определить частоты среза и запасы по фазе.

Сравнить полученные ЛЧХ и переходные процессы.

3. Исследовать влияние коэффициента усиления разомкнутой системы на качество переходного процесса для системы (3). Построить графики переходных процессов и определить σ и t_n , при значениях k , соответствующих (5).

4. Построить ЛЧХ для заданных параметров и определить по ним частоты среза и запасы по фазе.

Сравнить полученные ЛЧХ и переходные процессы.

5. Провести исследование влияния протяженности среднечастотного участка ЛЧХ на вид переходного процесса системы (4), используя рассчитанные переходные процессы. Построить кривые переходных процессов и определить σ и t_n .

Построить асимптотические ЛЧХ, соответствующие приведенным параметрам, и определить частоты среза и запасы по фазе.

Контрольные вопросы

1. Как влияет жесткая обратная связь на коэффициент передачи и постоянную времени апериодического звена?

2. Как связаны между собой частота среза ЛЧХ и время переходного процесса?

3. Укажите связь между величиной запаса по фазе и качеством переходного процесса.

4. Что такое показатель колебательности? Как он связан с запасом устойчивости и перерегулированием?

Библиографический список

1. Бесекерский, В. А. Теория систем автоматического управления: Изд.4-е, перераб. и доп. / В. А. Бесекерский, Е. П. Попов. СПб: Изд-во «Профессия», 2003. 752 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПИД-РЕГУЛЯТОРОВ

Цель работы: исследование переходных и частотных характеристик П-, ПИ- и ПИД-регуляторов.

Теоретические сведения

Передаточная функция ПИД-регулятора

В промышленных системах автоматического управления широко применяются типовые пропорционально-интегрально-дифференциальные или ПИД-законы регулирования, которые сравнительно просты, но обеспечивают требуемые технические характеристики процесса регулирования.

Передаточная функция аналогового пропорционально-интегрально-дифференциального регулятора имеет вид

$$W(p) = \frac{U(p)}{X(p)} = K \left(1 + \frac{1}{T_I} \cdot \frac{1}{p} + T_D p \right),$$

где $U(p)$ – выходная величина регулятора,

$X(p)$ – входная величина регулятора,

K – коэффициент передачи регулятора,

T_I – постоянная времени интегральной составляющей,

T_D – постоянная времени дифференциальной составляющей.

Из ПИД-регулятора можно получить частные случаи типов регулятора, которые также часто встречаются в реальных системах, например, пропорциональные, пропорционально-интегральные и другие законы регулирования.

В системе *Matlab* передаточная функция ПИД-регулятора представлена в виде

$$W(s) = \frac{U(s)}{X(s)} = P + \frac{I}{s} + D \cdot s,$$

где P , I , D – пропорциональная, интегральная и дифференциальная составляющие ПИД-закона регулирования.

Переходная функция ПИД-регулятора

ПИД-регулятор осуществляет перемещение регулирующего органа в каждый момент времени пропорционально отклонению регулируемой величины, интегралу и производной отклонения:

$$u(t) = P x(t) + I \int x(t) dt + D x'(t).$$

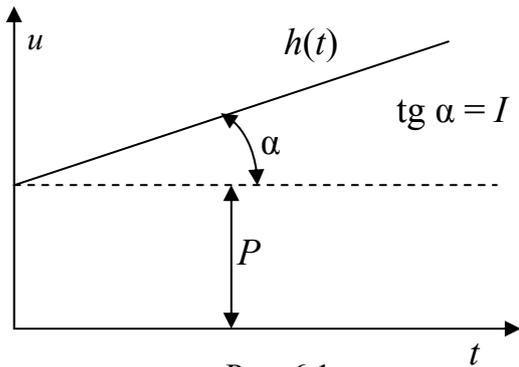


Рис. 6.1

На рис. 6.1 представлена переходная функция ПИ-регулятора и показана связь между параметрами, переходной функцией и параметрами передаточной функции ПИ-регулятора.

Логарифмические частотные характеристики П-, ПИ-, ПИД-регуляторов

П-регулятор. В этом случае передаточная функция регулятора имеет вид

$$W(s) = P,$$

где P – пропорциональная часть.

Логарифмические частотные характеристики соответствуют безынерционному звену и приведены на рис. 6.2.

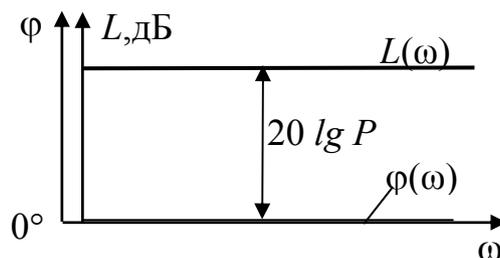


Рис. 6.2

ПИ-регулятор. В этом случае передаточная функция регулятора имеет вид

$$W(s) = P + I/s,$$

где P – пропорциональная часть, I – интегральная часть.

Передаточную функцию можно представить:

$$W(s) = P + \frac{I}{s} = \frac{I}{s} \left(\frac{P}{I} s + 1 \right).$$

Логарифмические частотные характеристики представлены на рис. 6.3 и представляют сумму характеристик идеального интегрирующего звена и форсирующего звеньев.

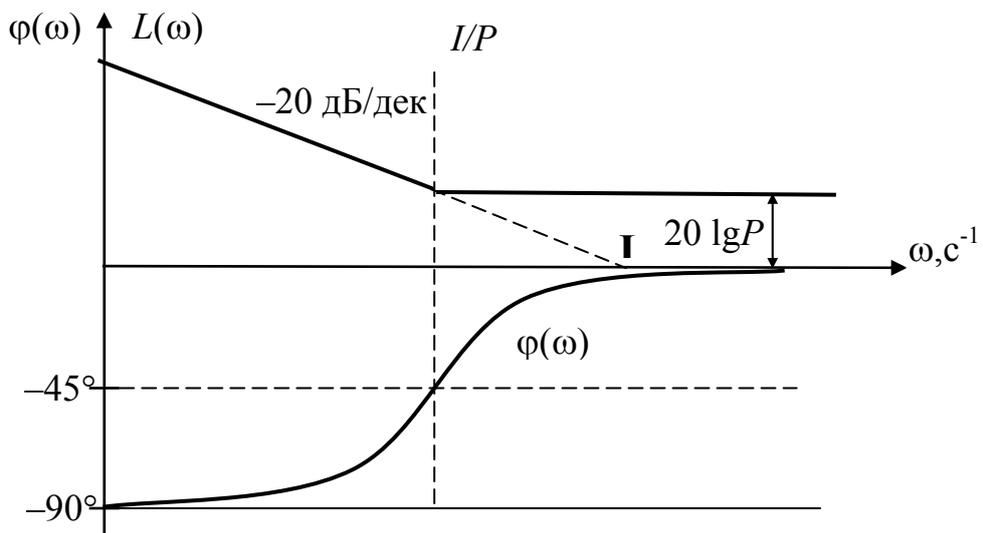


Рис. 6.3

Характеристики соответствуют пропорционально–интегральному или изодромному звену.

ПИД-регулятор. Передаточная функция регулятора в этом случае содержит три составляющие:

$$W(s) = P + I/s + Ds,$$

где P – пропорциональная часть, I – интегральная часть, D – дифференциальная составляющая.

Для построения логарифмических частотных характеристик передаточную функцию можно преобразовать

$$W(s) = P + \frac{I}{s} + Ds = \frac{I}{s} \left(\frac{D}{I} s^2 + \frac{P}{I} s + 1 \right).$$

Выражение в скобках в зависимости от типа его корней следует представить в виде колебательного или двух сомножителей первого порядка. В случае вещественных корней получим

$$\frac{D}{I} s^2 + \frac{P}{I} s + 1 = (T_3 s + 1)(T_4 s + 1),$$

где
$$T_{3,4} = \frac{P}{2I} \pm \sqrt{\frac{P^2}{4I^2} - \frac{D}{I}}, \quad \left(\frac{P^2}{I^2} \geq 4 \frac{D}{I} \right), \quad (T_3 > T_4).$$

Тогда логарифмические частотные характеристики будут иметь вид, представленный на рис. 6.4.

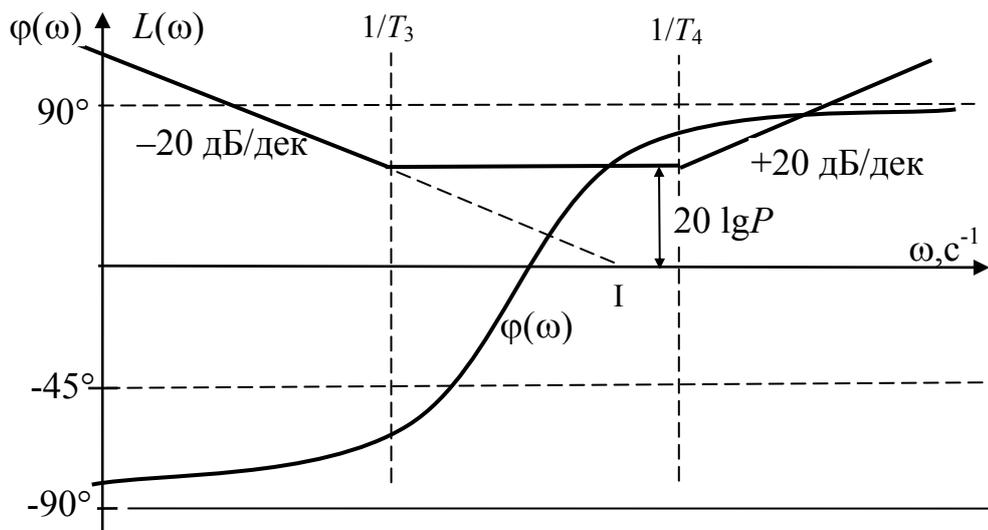


Рис. 6.4

ЛФЧХ строится по выражению

$$\varphi(\omega) = -90^\circ + \operatorname{arctg} T_3 \omega + \operatorname{arctg} T_4 \omega$$

и приведена на рис. 6.4.

Указания к выполнению работы

1. Исследование переходных характеристик ПИД-регулятора. Блок *PID*-регулятора в системе *Matlab* находится во вкладке:

Library: Simulink / Block sets & Toolboxes / Simulink Extras / Additional Linear (версия 5.2);

Library: Simulink Extras / Additional Linear (версия 6.1).

Для получения переходных функций регуляторов собрать схему на рис. 6.5.

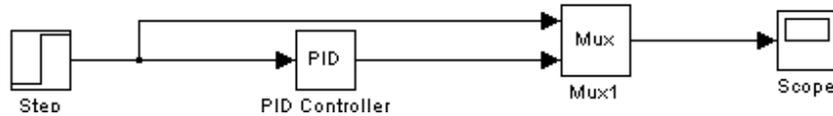


Рис. 6.5

1.1. Исследовать характеристики П-регулятора.

Для этого установить заданный (в соответствии с номером варианта) параметр P , а параметры I , D задать равными нулю и зарисовать процессы на входе и выходе регулятора:

$$P = n,$$

где n – номер варианта.

1.2. Исследовать характеристики ПИ-регулятора.

Для этого установить заданные параметры P , I (D принять равным нулю) и зарисовать процессы на входе и выходе регулятора:

$$P = n, I = 1,$$

где n – номер варианта.

1.3. Исследовать характеристики ПИД-регулятора.

Для получения характеристик реализовать схему на рис. 6.6.

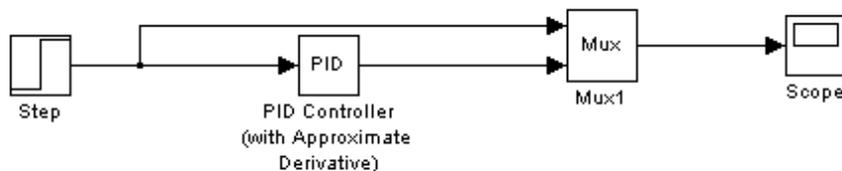


Рис. 6.6

В схеме на рис. 6.6 для наглядности наблюдения дифференцирующих свойств регулятора выбран вариант PID -регулятора с аппроксимацией производной, имеющий передаточную функцию

$$W(s) = \frac{U(s)}{X(s)} = P + \frac{I}{s} + D \cdot s \frac{1}{s/N + 1}.$$

В этом случае вместо идеального дифференцирующего звена применяется дифференцирующее звено с замедлением.

Установить заданные параметры P, I, D, N и зарисовать процессы на входе и выходе регулятора в соответствии с вариантом:

$$P = n, I = 1, D = 1, N = 10,$$

где n – номер варианта.

Порядок выполнения работы

1. Получить переходные функции П-, ПИ-, ПИД-регуляторов в соответствии с указаниями к выполнению работы. Зарисовать переходные функции и определить параметры регуляторов на основании переходных функций.

2. Исследование частотных характеристик ПИД-регулятора.

Для П-, ПИ-, ПИД-регуляторов, рассмотренных в пункте 1, построить логарифмические амплитудно-частотные (ЛАЧХ) и логарифмические фазо-частотные (ЛФЧХ) характеристики. Параметры регуляторов принять те же, для которых рассчитаны переходные характеристики.

Контрольные вопросы

1. Приведите передаточную функцию ПИД-регулятора.
2. Объясните связь между параметрами переходных характеристик и передаточных функций для ПИД-регулятора и частных случаев.
3. Как построить логарифмические частотные характеристики для ПИД-регулятора?

Библиографический список

1. Дьяконов, В. MATLAB. Анализ, идентификация и моделирование систем: Специальный справочник / В. Дьяконов, В. Круглов. СПб: Питер, 2002. 448 с.
2. Бесекерский, В. А. Теория систем автоматического управления: Изд.4-е, перераб. и доп. / В. А. Бесекерский, Е. П. Попов. СПб: Изд-во «Профессия», 2003. 752 с.

Лабораторная работа № 7

НАСТРОЙКА ПАРАМЕТРОВ ПИД-РЕГУЛЯТОРА НА ОСНОВЕ
ОПТИМИЗАЦИОННОГО МЕТОДА

Цель работы: определение параметров ПИД-регуляторов, настройка ПИД-регуляторов с применением оптимизационных процедур.

Теоретические сведения

В промышленных системах автоматического управления широко применяются типовые пропорционально-интегрально-дифференциальные или ПИД-законы регулирования, которые сравнительно просты и являются типовыми, но обеспечивают требуемые технические характеристики процесса регулирования. Такие законы регулирования часто реализуются в промышленных контроллерах.

Из ПИД-регулятора можно получить частные случаи типов регулятора, которые также часто встречаются в реальных системах.

В системе *Matlab* передаточная функция ПИД-регулятора представлена в виде

$$W(s) = \frac{U(s)}{X(s)} = P + \frac{I}{s} + Ds,$$

где P , I , D – пропорциональная, интегральная и дифференциальная составляющие ПИД-закона регулирования.

Модель системы

Рассмотрим систему регулирования температуры перегретого пара парогенератора электростанции, в которой объектом регулирования является впрыскивающий пароохладитель (рис. 7.1).

В объекте регулирования *регулирующим* воздействием является изменение расхода воды на впрыскивающий пароохладитель, которое осуществляется перемещением клапана на впрыске, а *возмущающими* воздействиями: изменение нагрузки блока, изменение тепловыделения в топке, изменение давления охлаждающей воды и т.д.

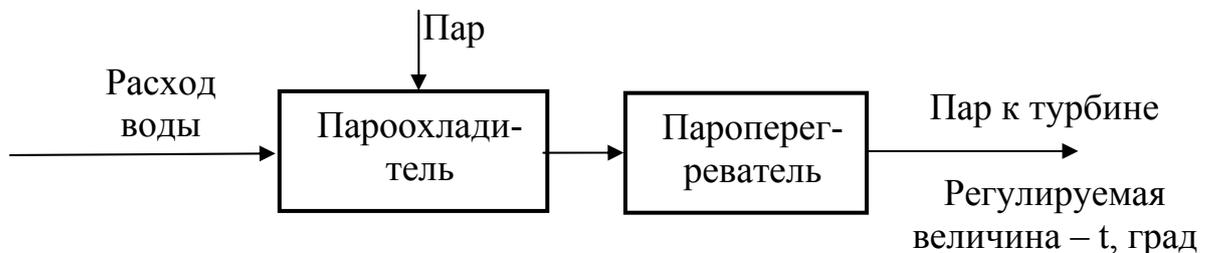


Рис. 7.1

Динамические свойства объекта регулирования определяются экспериментальной переходной характеристикой («разгонной кривой»), которая характеризует изменение температуры пара за пароперегревателем при изменении расхода воды на впрыск. На рис. 7.2 представлена характеристика объекта для блока 300 Мвт с газомазутным котлом ПК-41 [2].

В результате аппроксимации экспериментальной переходной функции на рис. 7.2, получена передаточная функция объекта регулирования

$$W(p) = \frac{3.32}{(55p + 1)(22p + 1)(22p + 1)(22p + 1)}, \text{ град / т} \cdot \text{час} . \quad (1)$$

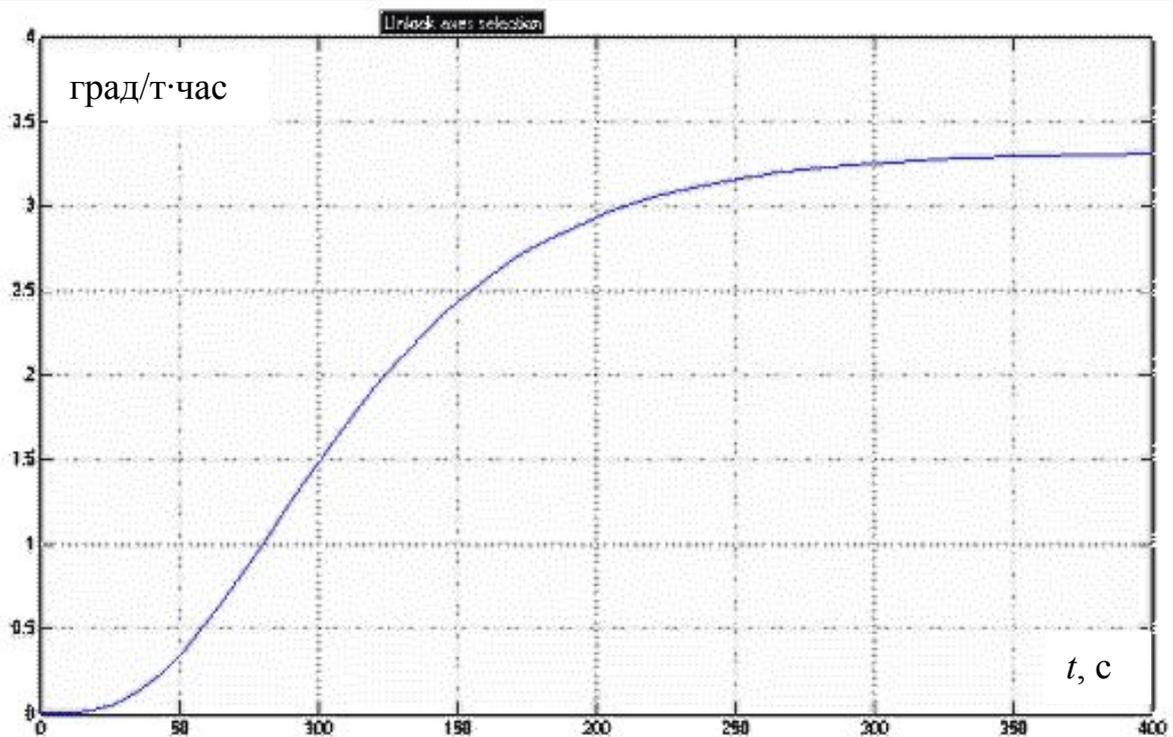


Рис. 7.2

Если в качестве регулятора применяется ПИД-регулятор, то структурная схема системы регулирования принимает вид на рис. 7.3.

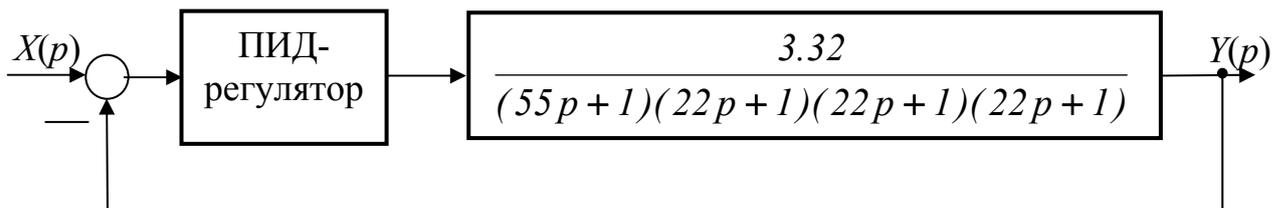


Рис. 7.3

Указания к выполнению работы

1. Настройка параметров ПИД-регулятора.

Блок PID-регулятора в системе *Matlab* находится во вкладке:

Library: Simulink / Block sets & Toolboxes / Simulink Extras / Additional Linear (версия 5.2);

Library: Simulink Extras / Additional Linear (версия 6.1).

В общем случае для определения настроек регулятора необходимо проводить синтез параметров регулятора, например, методом логарифмических частотных характеристик. Но с учетом дальнейшего применения оптимизационных методов, можно воспользоваться более простым алгоритмом определения параметров ПИД-регулятора для определения начальных значений параметров оптимизации [1]. Параметры регулятора определяются в следующей последовательности, применяя моделирование в системе *Matlab*:

1.1. Коэффициенты регулятора I , D устанавливаются равными нулю, а коэффициент P увеличивается до тех пор, пока система не окажется на границе устойчивости, то есть в ней будут существовать колебания с постоянной амплитудой. Коэффициент P можно определить методом подбора или для ускорения процесса методом половинного деления.

1.2. Найденное в пункте 1.1 значение P обозначается как P_{KP} (то есть критическое), а период незатухающих колебаний – как T_{KP} .

Рассчитываются значения коэффициентов регулятора:

$$P = \frac{3P_{KP}}{5}; \quad I = \frac{6P_{KP}}{5T_{KP}}; \quad D = \frac{3P_{KP}T_{KP}}{40}.$$

Используя схему на рис. 7.4 и постепенно увеличивая величину P , выводим систему на границу устойчивости, при этом в системе будут колебания с постоянной амплитудой, и находим значения переменных P_{KP} и T_{KP} (время моделирования устанавливается не менее 400 с).



Рис. 7.4

Далее определите значения параметров регулятора: P , I и D .

Введите найденные значения параметров в блок PID -регулятора и получите кривую переходного процесса. Зарисуйте кривую и определите показатели качества переходного процесса.

2. Настройка параметров PID -регулятора с применением оптимизационных методов.

Оптимизационные методы позволяют выполнить настройку параметров регулятора на основе минимизации некоторого критерия качества работы системы.

Рассмотрим параметрическую оптимизацию системы автоматического регулирования, приведенной на рис. 7.3. Для оптимизации блок NCD - $Outport$ подключается к выходу системы, в результате получаем схему модели на рис. 7.4.

В данном случае контролируемым параметром является переходная функция системы. Настраиваемыми (оптимизируемыми) параметрами являются параметры P , I , D PID -регулятора, а ограничения, накладываемые на переходную функцию, задаются в NCD $Outport$ -блоке.

Заданы показатели качества переходного процесса:
перерегулирование – 20 %;
время нарастания – не более 75 с;
время регулирования – не более 120 с (при величине зоны – 5%).

2.1. Задание ограничений на переходную функцию.

Большим достоинством рассматриваемого пакета оптимизации является то, что критерий качества задается *визуально* путем перемещения границ зоны, в которой должна располагаться переходная функция системы после завершения процесса оптимизации.

Двойным щелчком мыши откроем рабочее окно блока NCD $Outport$. В графической части окна показаны границы контролируемого сигнала, устанавливаемые по умолчанию. Они обычно не соответствуют заданию, поэтому изменим их. Для этого, используя указатель мыши, переместим вертикальные и горизонтальные линии ограничений (3, 4, 5, 6, 7, 8) до положений, соответствующих требованиям к качеству переходного процесса (рис. 7.5).

Точные значения границ можно установить, используя вкладку: *Edit / Edit constraint*, где можно установить численные значения параметров.

При необходимости значения параметров границ можно сохранить в файле, а затем загружать его, используя вкладку *File* в блоке NCD $Outport$. Двойным щелчком мыши откроем рабочее окно блока NCD $Outport$.

2.2. Ввод параметров оптимизации.

Открываем вкладку: *Optimization / Parameters* и в первой строке вводим *символьные* обозначения оптимизируемых параметров (*P I D*) через пробел. Символьные обозначения параметров оптимизации должны быть введены также в блок *PID-регулятора*.

2.3. Ввод численных значений начальных параметров оптимизации в командном окне Matlab.

Введем численные значения параметров регулятора, определенные ранее, в командном окне Matlab: (например, $P = 0.84$; $I = 0.01$; $D = 16.8$).

2.4. Определение вида переходного процесса при начальных значениях параметров оптимизации.

Для этого открываем вкладку: *Options / Initial response* и получаем на экране кривую белого цвета (на рис. 7.5 кривая 1).

2.5. Процесс оптимизации.

Запускается нажатием кнопки *Start*. Процесс оптимизации завершается после появления на экране кривой зеленого цвета, которая располагается внутри ограниченной области (на рис. 7.5 кривая 2).

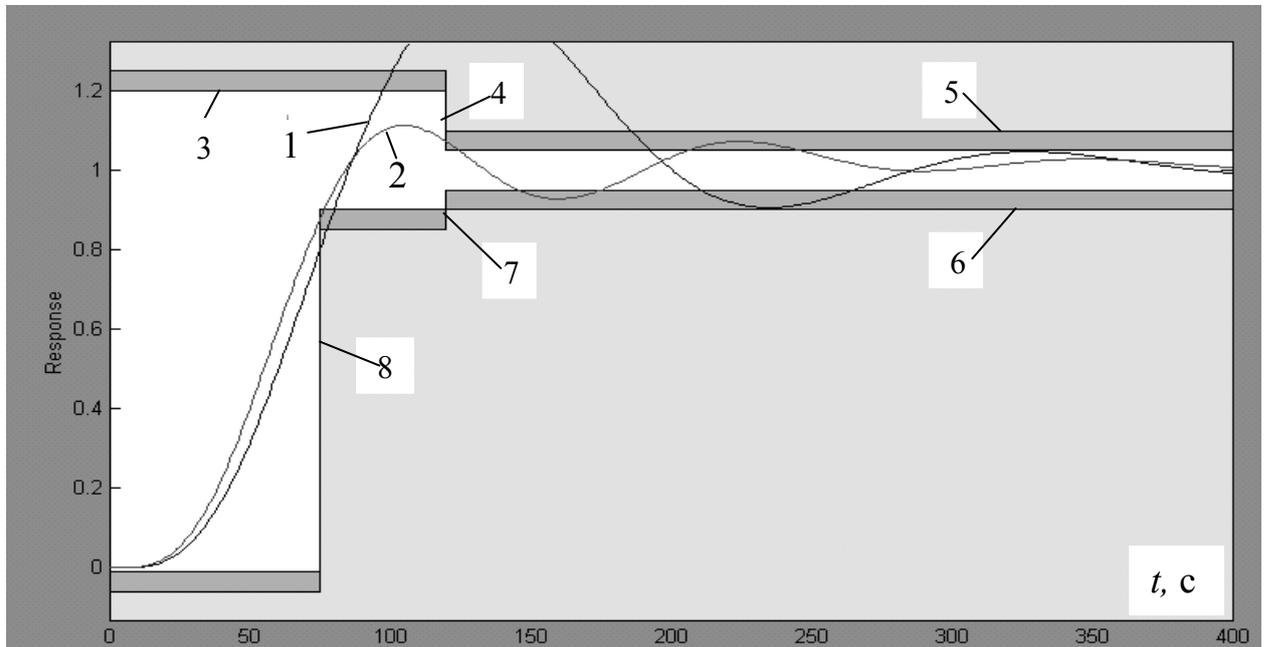


Рис. 7.5

Параметры настройки *PID*-регулятора после завершения процесса оптимизации можно считать в командном окне, набирая последовательно *P*, *I* и *D* и нажимая клавишу *Enter*.

Порядок выполнения работы

Параметры объекта регулирования, соответствующие передаточной функции (1), принять равными: коэффициент усиления $K = n$, где n – номер варианта, постоянные времени равны постоянным времени передаточной функции (1).

1. Настройка параметров ПИД-регулятора.
 - 1.1. Для системы, изображенной на рис. 7.3, определите $P_{кр}$ и $T_{кр}$, начиная изменять P со значения равного 0.3.
 - 1.2. Рассчитайте значения коэффициентов регулятора.
 - 1.3. Введите найденные значения в PID-регулятор и зарисуйте переходный процесс в системе с полученными параметрами.
 - 1.4. Определите показатели качества работы системы: время регулирования и величину перерегулирования.
2. Настройка параметров ПИД-регулятора с применением оптимизационных процедур.
 - 2.1. В соответствии с описанной методикой провести оптимизацию системы.
 - 2.2. После оптимизации считать в командном окне *Matlab* параметры ПИД-регулятора и сравнить их с параметрами, полученными в пункте 1.2.
 - 2.3. Для кривой переходного процесса, полученной после завершения процесса оптимизации, определите показатели качества работы системы и сравните их с показателями, полученными в пункте 1.4.

Контрольные вопросы

1. Как определяются параметры настройки ПИД-регулятора?
2. В чем суть оптимизационного метода параметрической настройки ПИД-регулятора?
3. Как задаются требуемые показатели качества регулирования при использовании оптимизационного метода?

Библиографический список

1. Дьяконов, В. MATLAB. Анализ, идентификация и моделирование систем: Специальный справочник / В. Дьяконов, В. Круглов. СПб: Питер, 2002. 448 с.
2. Ротач, В. Я. Теория автоматического управления теплоэнергетическими процессами / В. Я. Ротач. М.: Энергия, 1985. 322 с.

Лабораторная работа № 8

СИНТЕЗ И ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ С МОДАЛЬНЫМ РЕГУЛЯТОРОМ

- Цели работы: 1) изучение математического описания систем в форме уравнений состояния;
- 2) изучение принципов построения систем автоматического управления с модальным регулятором;
- 3) моделирование процессов в системе с модальным регулятором.

Теоретические сведения

Под модальным управлением понимают формирование цепей обратных связей, придающих замкнутой системе заранее выбранное расположение корней характеристического уравнения [1].

Обычно задаются желаемым характеристическим полиномом замкнутой системы, т.е. знаменателем передаточной функции замкнутой системы. Существует несколько типовых видов этих полиномов, но чаще всего используют полиномы в форме Баттерворта и биномиальной форме. Эти полиномы минимизируют интегральные критерии различного типа.

Качество переходного процесса системы непосредственно зависит от корней ее характеристического уравнения.

Структура модального регулятора задается всегда одинаковой и представляет собой обратную связь по всем *переменным состояниям*. Регулятор линейно преобразует поступившие сигналы, т.е. усиливает и суммирует сигналы x_i и в качестве выхода выдает их линейную комбинацию.

Пусть линейная система описывается уравнением состояния:

$$\dot{x} = Ax + Bu. \quad (1)$$

Для получения желаемого характеристического уравнения системы и требуемого быстродействия и введем линейную обратную связь по переменным состояниям в соответствии с уравнением:

$$u = v - Kx, \quad (2)$$

где v – новое обозначение вектора входных воздействий;

u – вектор управляющих воздействий с выхода регулятора;

K – матрица обратной связи.

Если u и v скаляры, то K является матрицей-строкой, элементы которой есть коэффициенты обратных связей по всем составляющим вектора x .

Исходная система и линейная обратная связь по состоянию образуют замкнутую систему (рис. 8.1).

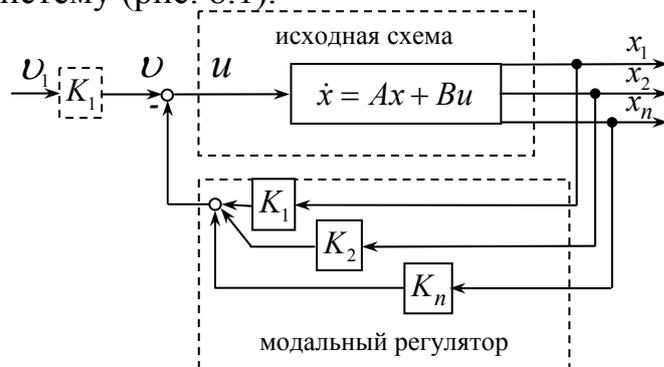


Рис. 8.1

Подставим (2) в (1), получим ее уравнение

$$\dot{x} = Ax + B(v - Kx) = (A - BK)x + Bv. \quad (3)$$

Динамические свойства полученной системы согласно (3) определяются матрицей системы $\tilde{A} = A - BK$. Необходимо найти такую матрицу коэффициентов обратных связей K , чтобы замкнутая система имела желаемый полином $D_{жс}(p)$, для этого определитель матрицы $pI - \tilde{A}$ должен быть равен

$$\det(pI - \tilde{A}) = D_{жс}(p), \quad (4)$$

где I – единичная матрица.

Из (4), приравняв коэффициенты при p в одинаковых степенях, можно найти элементы матрицы K .

Если желаемый характеристический полином замкнутой системы $D_{жс}(p)$ выбран в виде фильтра Баттерворта, тогда, например, для системы 3-го порядка он имеет вид:

$$D_{жс}(p) = p^3 + 2\omega_0 p^2 + 2\omega_0^2 p + \omega_0^3, \quad (5)$$

где ω_0 – постоянная, выбираемая исходя из желаемого быстродействия. Для системы с характеристическим полиномом (5) при $\omega_0 t_n = 9.5$ (при условии $\delta = 1\%$) переходный процесс закончен. Следовательно, задав время переходного процесса t_n , можно найти величину ω_0 . Величина перерегулирования составляет $\sigma = 8\%$.

Чтобы единичному ступенчатому сигналу на входе системы соответствовало единичное изменение выходной координаты x_1 , на входе системы необходимо установить звено (показано на рис. 8.1 пунктиром) с коэффициентом K_1 .

Рассмотрим синтез модального регулятора для системы регулирования скорости исполнительного механизма манипулятора. Функциональная схема системы приведена на рис. 8.2 и содержит: усилитель $У$, управляемый преобразователь $П$, двигатель постоянного тока $Д$ и исполнительный механизм $М$, которые соединены упругой механической передачей. Структурная схема системы приведена на рис. 8.3 и описывает систему при допущениях, что преобразователь является безынерционным и индуктивность якорной цепи $Д$ равна нулю.

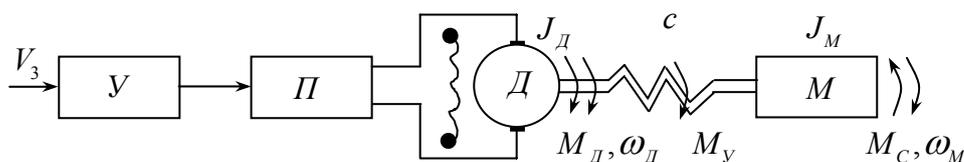


Рис. 8.2

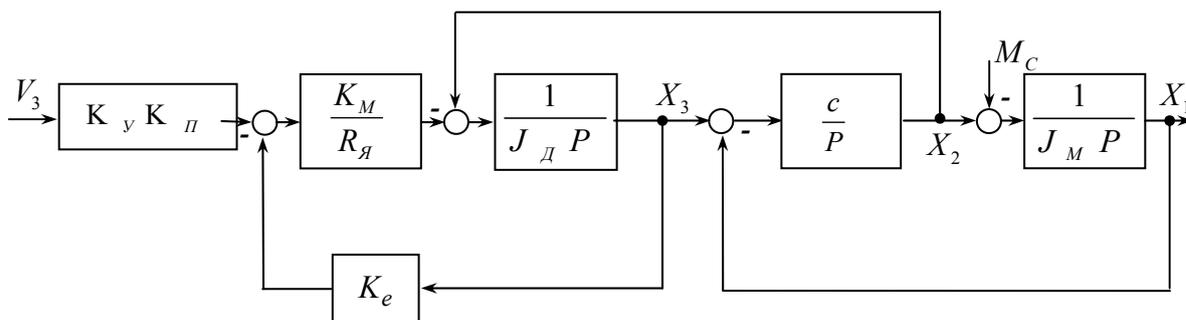


Рис. 8.3

Рассеянием энергии в механической части системы пренебрегаем. На схеме (рис. 8.3) введены обозначения:

J_D, J_M – моменты инерции якоря $Д$ и $М$; c – коэффициент упругой деформации на скручивание; K_e, K_m – конструктивные коэффициенты $Д$; $R_я$ – активное сопротивление якорной цепи $Д$; $K_У, K_П$ – коэффициенты усиления усилителя и преобразователя; ω_D, ω_M – скорости вращения якоря $Д$ и $М$; $M_γ$ – упругий момент в механической передаче; M_C, M_D – статический момент нагрузки и момент двигателя.

Для составления уравнений состояния по структурной схеме выберем в качестве переменных состояния реальные физические переменные на выходах интеграторов и введем обозначения:

$$x_1 = \omega_M, x_2 = M_γ, x_3 = \omega_D.$$

Представим уравнения состояния в векторно-матричной форме

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad (6)$$

где

$$A = \begin{bmatrix} 0 & J_M^{-1} & 0 \\ -c & 0 & c \\ 0 & -J_D^{-1} & -\frac{K_E K_M}{J_D R_Y} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 0 & -J_M^{-1} \\ 0 & 0 \\ \frac{K_Y K_{II} K_M}{J_D R_Y} & 0 \end{bmatrix};$$

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} V_3 \\ M_C \end{bmatrix}.$$

Синтез модального регулятора проводится для управляющего воздействия, т.е. считаем $M_C = 0$, тогда матрица B будет матрицей-столбцом:

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{K_Y K_{II} K_M}{J_D R_Y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_{31} \end{bmatrix}.$$

Полагаем, что матрица искомым коэффициентов обратных связей по переменным состояниям имеет вид

$$K = [K_1 \quad K_2 \quad K_3]. \quad (7)$$

Согласно (3) найдем произведение матриц B и K :

$$B \cdot K = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_{31} \end{bmatrix} [K_1 \quad K_2 \quad K_3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ b_{31} K_1 & b_{31} K_2 & b_{31} K_3 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Найдем матрицу \tilde{A} , приняв в соответствии с (6) матрицу A в следующей форме:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & a_{12} & 0 \\ a_{21} & 0 & a_{23} \\ 0 & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}.$$

Тогда получим матрицу \tilde{A} :

$$\tilde{A} = A - BK = \begin{bmatrix} 0 & a_{12} & 0 \\ a_{21} & 0 & a_{23} \\ -b_{31}K_1 & a_{32} - b_{31}K_2 & a_{33} - b_{31}K_3 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Вычислим определитель матрицы $pI - \tilde{A}$:

$$\begin{aligned} \det(pI - \tilde{A}) &= \begin{vmatrix} p & -a_{12} & 0 \\ -a_{21} & p & -a_{23} \\ b_{31}K_1 & -(a_{32} - b_{31}K_2) & p - (a_{33} - b_{31}K_3) \end{vmatrix} = \\ &= p^3 + (b_{31}K_3 - a_{33})p^2 + (b_{31}a_{23}K_2 - a_{12}a_{21} - a_{23}a_{32})p + a_{12}a_{23}b_{31}K_1 - \\ &\quad - a_{12}a_{21}(a_{33} - b_{31}K_3). \end{aligned} \quad (10)$$

Должно выполняться равенство

$$\det(pI - \tilde{A}) = D_{\text{жс}}(p) = p^3 + 2\omega_0 p^2 + 2\omega_0^2 p + \omega_0^3. \quad (11)$$

Приравнявая коэффициенты при одинаковых степенях p , получим три алгебраических уравнения:

$$\begin{cases} 2\omega_0 = b_{31}K_3 - a_{33} \\ 2\omega_0^2 = b_{31}a_{23}K_2 - a_{12}a_{21} - a_{23}a_{32} \\ \omega_0^3 = a_{12}a_{23}b_{31}K_1 - a_{12}a_{21}(a_{33} - b_{31}K_3). \end{cases} \quad (12)$$

Решив систему уравнений (12), найдем искомые коэффициенты обратных связей, и в полученные уравнения, вместо элементов a_{ij} , подставим параметры исходной, структурной схемы:

$$K_3 = \frac{\omega_0 + a_{33}}{b_{31}} = \frac{2\omega_0 - K_e K_M (R_Y J_D)^{-1}}{K_Y K_{II} K_M R_Y^{-1} J_D^{-1}},$$

$$K_2 = \frac{2\omega_0^2 + a_{12}a_{21} + a_{23}a_{32}}{b_{31}a_{23}} = \frac{2\omega_0^2 - c(J_M^{-1} + J_D^{-1})}{K_Y K_{II} K_M R_Y^{-1} J_D^{-1} c},$$

$$K_1 = \frac{\omega_0(\omega_0^2 + 2a_{12}a_{21})}{a_{12}a_{23}b_{31}} = \frac{\omega_0(\omega_0^2 - 2cJ_M^{-1})}{cJ_M^{-1} K_Y K_{II} K_M (R_Y J_D)^{-1}}.$$

Структурная схема с учетом полученных коэффициентов имеет вид (рис. 8.4):

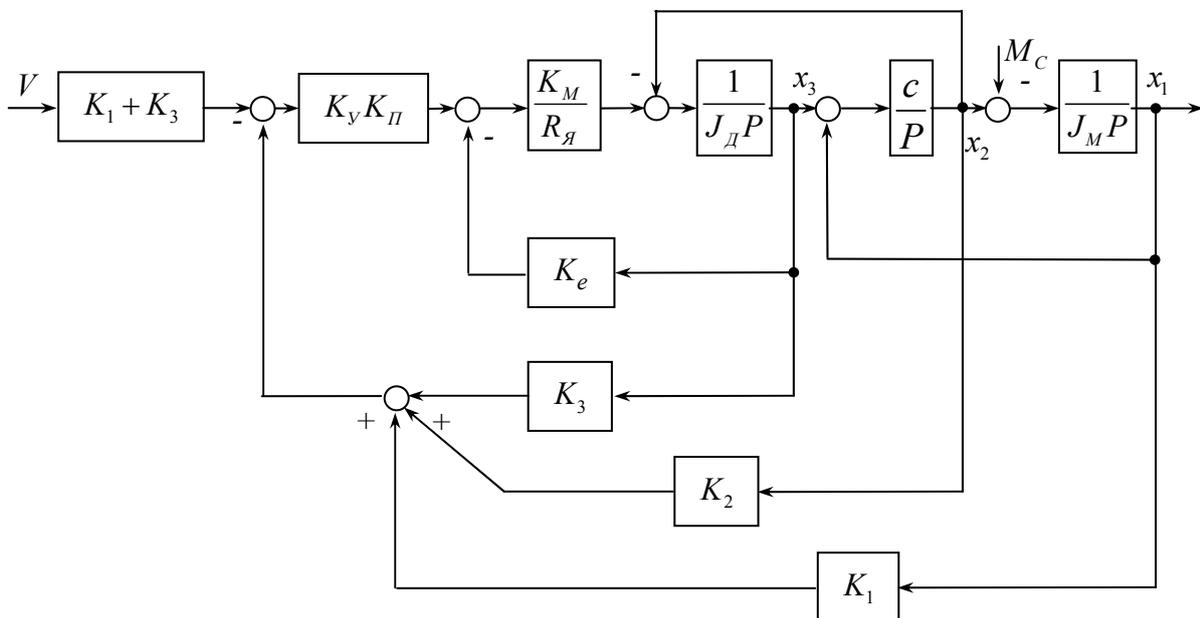


Рис. 8.4

Так как, в установившемся режиме для рассматриваемой системы, $x_3 = x_1$, то на схеме установлено звено с коэффициентом передачи, равным $K_1 + K_3$. При этом, единичному входному сигналу на входе, соответствуют единичные значения x_1 и x_3 для установившегося режима.

Указания к выполнению работы

Для расчета переходных процессов применяется система Matlab, для которой исходные данные требуется подготовить в форме уравнений состояния. Схема для моделирования процессов имеет вид (рис. 8.5).

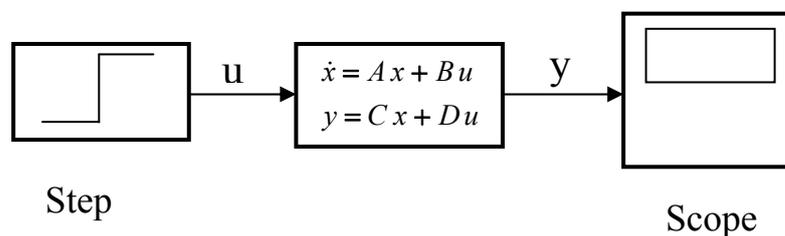


Рис. 8.5

I. Составить уравнения состояния для объекта управления на рис. 8.3, который имеет следующие параметры: $K_V = 6$, $K_D = 30$, $K_e = K_M = 1B \cdot c \cdot \text{рад}^{-1}$; $R_{Я} = 0.02 \text{ Ом}$; $J_D = 2.5 \text{ кгм}^2$; $J_M = 22.5 \text{ кгм}^2$; $c = 225 \text{ Н} \cdot \text{м} / \text{рад}$.

Используя программу Matlab, рассчитать переходные процессы в объекте по управляющему и возмущающему воздействиям. При вводе матриц A, B, C и D следует учесть: матрицы должны быть в прямоугольных скобках, элементы матриц вводятся через пробел, строки отделяются точкой с запятой.

При расчете переходного процесса по управляющему воздействию следует вводить первый столбец матрицы B , а по возмущающему воздействию – второй столбец. Вывод наблюдаемой величины на осциллограф зависит от введенной матрицы C , например, если $C = [1 \ 00]$, то на осциллографе будет наблюдаться переменная состояния x_1 . Изменяя матрицу C , можно вывести любую переменную состояния.

2. Синтезировать модальный регулятор для объекта управления (рис.8.3.). Параметр ω_0 , определяющий быстродействие системы, выбрать в соответствии с заданным номером варианта (табл. 8.1).

Таблица 8.1

Номер варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Параметр $\omega_0, \text{с}^{-1}$	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55

3. Составить уравнение состояния для синтезированной системы с модальным регулятором (рис. 8.4) и, используя программу Matlab, рассчитать переходные процессы в системе по управляющему и возмущающему воздействиям.

Порядок выполнения работы

I. Составить уравнения состояния для объекта управления и подготовить информацию, вводимую в ЭВМ. Рассчитать переходные процессы для исходной системы по управляющему и возмущающему воздействиям.

2. Рассчитать переходные процессы для системы с модальным регулятором по управляющему и возмущающему воздействиям.

3. Определить показатели качества переходных процессов в системе с модальным регулятором и сравнить полученные результаты с теоретическими.

Контрольные вопросы

1. Какую структуру имеет модальный регулятор?
2. Как влияет величина параметра ω_0 на длительность переходного процесса?
3. Чем ограничивается увеличение параметра ω_0 ?
4. Статической или астатической является система с модальным регулятором?

Библиографический список

И.Кузовков Н.Т. Модальное управление и наблюдающие устройства.- М: Машиностроение, 1976.-184с.

Лабораторная работа № 9

ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ С НАБЛЮДАЮЩИМ УСТРОЙСТВОМ

Цели работы: 1) изучение принципов построения наблюдающих устройств для идентификации вектора состояния системы и методики их синтеза;

2) исследование системы управления с модальным регулятором, замкнутой через наблюдатель.

Теоретические сведения

При реализации модальных регуляторов или введении параллельных корректирующих звеньев необходимо измерение переменных состояния системы, что на практике часто встречает трудности технического или экономического характера.

Для искусственного воспроизведения неизмеряемых переменных применяют устройства, называемые "наблюдателями" [1].

Наблюдатель строится на основе известной структуры и параметров линейного объекта. Пусть объект (или система) n -го порядка, имеющий r входов и m измеряемых переменных состояния, описывается уравнениями:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu, \\ y = Cx. \end{cases} \quad (1)$$

Можно создать аналоговую или цифровую модель объекта, которая должна удовлетворять уравнениям:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu, \\ \hat{y} = C\hat{x}. \end{cases} \quad (2)$$

В уравнениях (2), в отличие от (1), фигурирует не реальный, а восстановленный вектор состояния \hat{x} (т.е. оценка) и \hat{y} – восстановленный вектор выходных величин, которые могут быть измерены.

Вектор входных величин u должен быть подан на вход как объекта, так и модели.

Для уменьшения расхождения между векторами x и \hat{x} на вход модели вводят сигналы ошибок воспроизведения тех переменных объекта y , которые доступны измерению. Матричная структурная схема системы тогда будет иметь вид (рис. 9.1):

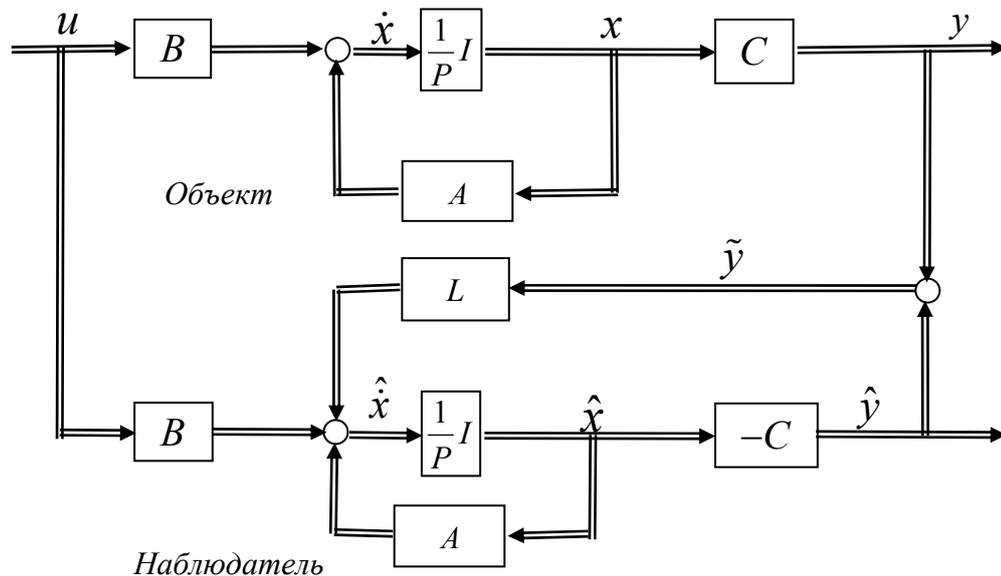


Рис. 9.1

Вектор ошибки восстановления измеряемых переменных $\tilde{y} = y - \hat{y}$ размерности m вводится на входы наблюдателя через матрицу коэффициентов L наблюдателя:

$$L = \begin{bmatrix} l_{11} & \dots & l_{1m} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ l_{n1} & \dots & l_{nm} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Если C – матрица-строка размерности $(1 \times n)$, то L имеет размерность $(n \times 1)$.

Собственная динамика наблюдателя как замкнутой системы зависит от выбираемой матрицы L .

Наблюдатель описывается уравнением:

$$\hat{x} = A\hat{x} + L(y - C\hat{x}) + Bu = (A - LC)\hat{x} + Ly + Bu. \quad (4)$$

Характеристическое уравнение наблюдателя имеет вид:

$$\det[pI - (A - LC)] = 0. \quad (5)$$

Для получения желаемой динамики наблюдателя выражение (5) приравняют к желаемому характеристическому полиному, например, в форме Баттерворта:

$$\det[pI - (A - LC)] = Джс(p). \quad (6)$$

Из (6), приравнявая коэффициенты при p в одинаковой степени, определяют коэффициенты связей наблюдателя, т.е. элементы матрицы L .

Частоту $\omega_{он}$, определяющую быстродействие наблюдателя, необходимо выбрать так, чтобы быстродействие наблюдателя в 2-3 раза превышало быстродействие системы.

Для системы, рассмотренной в лабораторной работе №8, синтезируем наблюдающее устройство при условии, что измерению доступна только переменная x_3 , соответствующая скорости вращения двигателя.

Матрицы объекта тогда имеют вид:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & a_{12} & 0 \\ a_{21} & 0 & a_{23} \\ 0 & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}; \quad C = [0 \quad 0 \quad 1].$$

Матрица искомым коэффициентов наблюдателя:

$$L = \begin{bmatrix} l_{11} \\ l_{21} \\ l_{31} \end{bmatrix},$$

где 1-я цифра индекса соответствует номеру интегратора, куда вводится сигнал рассогласования, 2-я цифра индекса – номер переменной вектора y , по которой вводится связь.

Найдем произведение матриц $L \cdot C$:

$$L \cdot C = \begin{bmatrix} l_{11} \\ l_{21} \\ l_{31} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & l_{11} \\ 0 & 0 & l_{21} \\ 0 & 0 & l_{31} \end{bmatrix}.$$

Матрица системы наблюдателя определяется следующим выражением:

$$A - LC = \begin{bmatrix} 0 & a_{12} & 0 \\ a_{21} & 0 & a_{23} \\ 0 & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 & l_{11} \\ 0 & 0 & l_{21} \\ 0 & 0 & l_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & a_{12} & -l_{11} \\ a_{21} & 0 & a_{23} - l_{21} \\ 0 & a_{32} & a_{33} - l_{31} \end{bmatrix}.$$

Определитель матрицы $pI - (A - LC)$ равен:

$$\begin{aligned} \det[pI - (A - LC)] &= \begin{vmatrix} p & -a_{12} & l_{11} \\ -a_{21} & p & l_{21} - a_{23} \\ 0 & -a_{32} & p + l_{31} - a_{33} \end{vmatrix} = \\ &= p^3 + p^2(l_{31} - a_{33}) + p(l_{21}a_{32} - a_{23}a_{32} - a_{12}a_{21}) + \\ &+ l_{11}a_{21}a_{32} - l_{31}a_{12}a_{21} + a_{12}a_{21}a_{33}. \end{aligned} \quad (7)$$

Характеристическое уравнение (7) должно быть равно желаемому полиному Джс(p):

$$\det[pI - (A - LC)] = p^3 + 2\omega_{OH}p^2 + 2\omega_{OH}^2p + \omega_{OH}^3. \quad (8)$$

Приравнивая коэффициенты при p в одинаковой степени, получим систему уравнений, из которой найдем значения коэффициентов:

$$\begin{cases} l_{31} = 2\omega_{OH} + a_{33}, \\ l_{21} = (2\omega_{OH}^2 + a_{12}a_{21} + a_{23}a_{32})/a_{32}, \\ l_{11} = (\omega_{OH}^3 + a_{12}a_{21}2\omega_{OH})/a_{21}a_{32}. \end{cases}$$

Структурная схема системы с наблюдателем изображена на рис. 9.2.

При моделировании системы с наблюдателем целесообразно использовать следующие соотношения.

Динамическая система, состоящая из исходной системы и наблюдателя (без модального регулятора), описывается уравнениями:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu, \\ \hat{\dot{x}} = (A - LC)\hat{x} + LCx + Bu, \end{cases} \quad (9)$$

или в векторно-матричной форме с использованием блочных матриц:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \hat{\dot{x}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ LC & A - LC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \hat{x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ B \end{bmatrix} u. \quad (10)$$

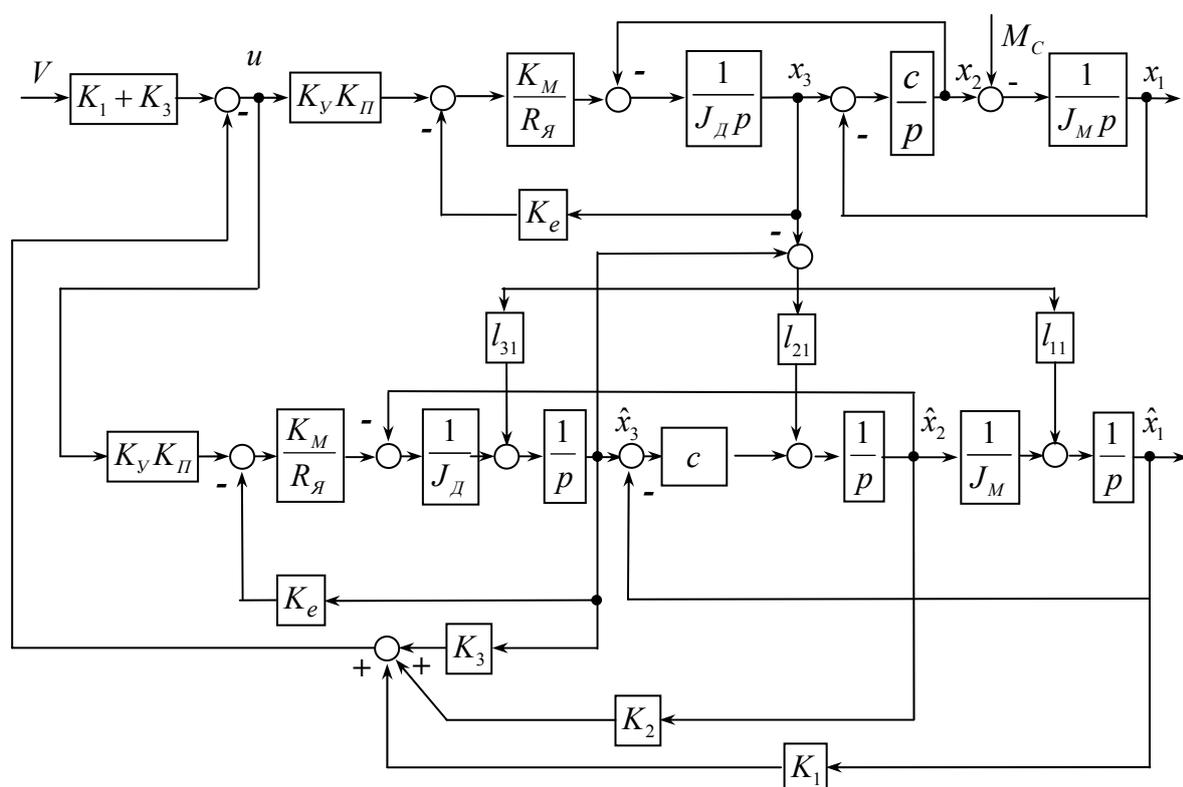


Рис. 9.2

Система с модальным регулятором, замкнутая через наблюдатель (рис. 9.2), описывается уравнениями:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ u = v - K\hat{x}, \\ \hat{\dot{x}} = (A - LC)\hat{x} + LCx + Bu. \end{cases} \quad (11)$$

Запишем (11) в векторно-матричной форме:

Если наблюдатель синтезирован верно, то графики перечисленных переменных должны совпадать.

При расчете переходных процессов по возмущению матрица B имеет вид:

$$B = [-0.04400000]^T,$$

потому что возмущающее воздействие приложено только к объекту, а на наблюдатель оно не подается, так как недоступно измерению.

3. Составить уравнения состояния для системы с модальным регулятором и наблюдателем, используя выражение (12). Параметры модального регулятора принять те же, что и в лабораторной работе 8.

Порядок выполнения работы

1. Подготовить информацию, вводимую в ЭВМ, для системы с наблюдателем и модальным регулятором.

2. Рассчитать переходные процессы для системы с наблюдателем по управляющему и возмущающему воздействиям. Построить графики переходных процессов и сравнить попарно переменные состояния. Оценить погрешность работы наблюдателя.

3. Рассчитать переходные процессы для системы с наблюдателем и модальным регулятором по управляющему и возмущающему воздействиям. Построить графики переходных процессов и сравнить их с результатами, полученными в лабораторной работе 8.

Контрольные вопросы

1. Каков принцип работы наблюдателя?
2. В чем различие между наблюдателем полного порядка и редуцированным?
3. Какие требования предъявляются к быстродействию наблюдателя?

Библиографический список

1. Башарин А.В., Новиков В.И., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами.-Л.:Энергия , 1982.-391с.

Лабораторная работа № 10

ИССЛЕДОВАНИЕ ЛИНЕЙНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ СИСТЕМЫ

Цель работы: исследование динамики импульсных САУ. Изучаются условия устойчивости, переходные процессы при регулярных воздействиях, оптимальные процессы конечной длительности и методика коррекции импульсных систем.

Теоретические сведения

Передаточные функции импульсной системы

Импульсная система автоматического регулирования (рис. 10.1,а) включает импульсное звено (ИЗ) и непрерывную часть с передаточной функцией $W_H(p)$. Импульсное звено преобразует непрерывный сигнал $x(t)$ в последовательность импульсов $x_u(t)$ с периодом T , промодулированных по амплитуде (длительности, частоте). В общем случае форма импульсов произвольна и определяется функцией $f(t)$, равной нулю вне интервала $0 < t \leq T$.

Заменим ИЗ двумя звеньями: идеальным импульсным (ИИЗ) и формирующим (ФЗ) (рис. 10.1,б). ИИЗ преобразует сигнал $x(t)$ в последовательность мгновенных импульсов $\delta(t)$ с периодом T , причем площадь каждого импульса равна значению $x(t)$ в момент lT :

$$x^*(t) = \sum_{l=0}^{\infty} x(lT)\delta(t-lT),$$

где $\delta(t)$ – дельта-функция.

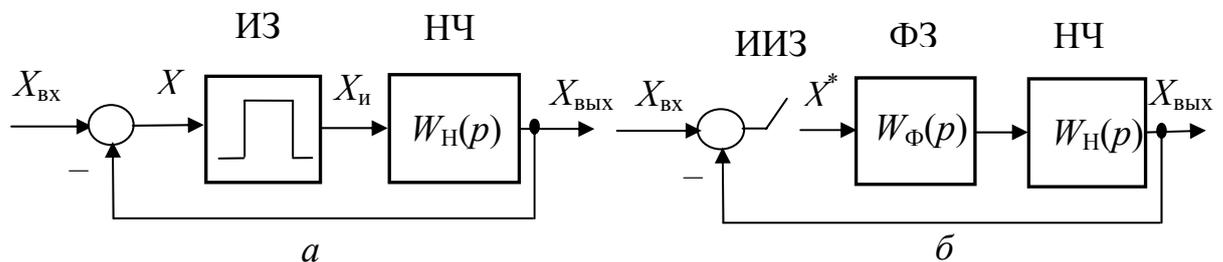


Рис. 10.1

При исследовании системы подобная замена правомерна только в том случае, если передаточная функция ФЗ выбрана следующим образом:

$$W_\Phi(p) = F(p),$$

где $F(p)$ – изображение функции $f(t)$, которая описывает форму импульса на выходе импульсного звена.

Таким образом, передаточная функция ФЗ $W_{\phi}(p)$ зависит от формы импульса на выходе реального ИЗ, и определяется выражением прямого преобразования Лапласа:

$$W_{\phi}(p) = \int_0^{\infty} f(t)e^{-pt} dt.$$

В данной работе рассматривается импульсное звено с амплитудной модуляцией первого рода. На выходе звена импульсы имеют прямоугольную форму с длительностью T и коэффициентом заполнения $\gamma = 1$, тогда передаточная функция формирующего звена будет равна

$$W_{\phi}(p) = \int_0^{\infty} f(t) \cdot e^{-pt} dt = \int_0^T 1 \cdot e^{-pt} dt = \frac{1 - e^{-pT}}{p}.$$

ФЗ и непрерывная часть включены последовательно и образуют приведенную часть с передаточной функцией:

$$W_{\phi n}(p) = W_{\phi}(p)W_n(p) = \frac{B(p)}{C(p)}.$$

В общем случае в импульсной системе отсутствует пропорциональная связь между спектрами сигналов $x(t)$ и $x_{\text{вых}}(t)$. Однако такая связь существует между изображениями (и спектрами) дискретных сигналов $x^*(t)$ и $x_{\text{вых}}^*(t)$. Эта связь определяется передаточной функцией разомкнутой системы

$$W_p^*(p) = \frac{X_{\text{вых}}^*(p)}{X^*(p)} \quad (1)$$

и используется для анализа динамики импульсной системы. При этом структурную схему (рис. 10.1,б) заменяют эквивалентной схемой (рис. 10.2).

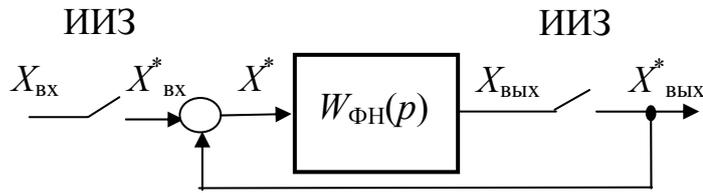


Рис. 10.2

Передаточную функцию $W_p^*(p)$ по известной функции $W_{\phi_n}(p)$ можно найти по таблицам [1] для дискретного преобразования Лапласа. Кроме того, функцию $W_p^*(p)$ при $W_{\phi}(p) = 1$ определяют и из выражения

$$W^*(p) = \sum_{k=1}^n \frac{B(p_k)}{C'(p_k)} \frac{e^{pT}}{e^{pT} - e^{p_k T}},$$

где p_k – корни полинома $C(p)$.

Передаточная функция замкнутой импульсной системы

$$W^*(p) = \frac{W_p^*(p)}{1 + W_p^*(p)} = \frac{B^*(p)}{A^*(p)}. \quad (2)$$

Анализ устойчивости импульсной системы

Пусть дано характеристическое уравнение замкнутой импульсной системы

$$A^*(p) = a_0 e^{npT} + a_1 e^{(n-1)pT} + \dots + a_n = 0. \quad (3)$$

Подставив в уравнение (3) $e^{pT} = z$, получим

$$A(z) = a_0 z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_n = 0. \quad (4)$$

Система устойчива, если все корни уравнения (3) лежат в левой полуплоскости (соответственно все корни уравнения (4) – внутри единичного круга). Условие устойчивости импульсной системы сводится к условию Гурвица, если заменить переменные в уравнении (4):

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

Пример 1. Исследуем систему, имеющую непрерывную часть с передаточной функцией $W_H(p) = k/p$. Передаточная функция приведенной непрерывной части

$$W_{\Phi H}(p) = \frac{(1 - e^{-pT})k}{p^2}.$$

Представим передаточную функцию разомкнутой системы в виде

$$W_P^*(p) = (1 - e^{-pT})W_{p1}^*(p), \quad (5)$$

где $W_{p1}^*(p)$ – соответствует передаточной функции

$$W(p) = \frac{k}{p^2}. \quad (6)$$

Обращаясь к таблице дискретного преобразования Лапласа [1], найдем изображение дискретного сигнала, соответствующее (6). Тогда выражение (5) принимает вид

$$W_P^*(p) = \frac{kT}{e^{pT} - 1}.$$

Далее по формуле (2) определяем передаточную функцию замкнутой системы:

$$W^*(p) = \frac{kT}{e^{pT} - 1 + kT}. \quad (7)$$

Характеристическое уравнение замкнутой системы:

$$A^*(p) = e^{pT} - 1 + kT = 0. \quad (8)$$

Уравнение (8) после замены переменных имеет вид

$$\nu(2 - kT) + kT = 0.$$

Отсюда следует по критерию Гурвица, что коэффициент усиления в устойчивой системе должен быть меньше предельного, равного $2/T$.

Переходная функция импульсной системы

Динамические свойства импульсных систем характеризуются переходной функцией $h(t)$ (или функцией веса $w(t)$), имеющей тот же смысл, что и в случае непрерывных систем. Дискретные значения $h(lT)$ можно определить формулой разложения:

$$h(lT) = \frac{B^*(0)}{A^*(0)} + \sum_{k=1}^n \frac{B^*(p_k)}{(e^{p_k T} - 1) \dot{A}^*(p_k)} e^{p_k lT}, \quad (9)$$

где p_k – n корней уравнения $A^*(p) = 0$,

$$\dot{A}^*(p) = \frac{dA^*(p)}{d(e^{pT})}.$$

Пример 2. Найдем дискретные значения переходной функции системы, рассмотренной в примере 1.

Для единственного корня уравнения (8) имеем выражение $e^{p_1 T} = 1 - kT$.

Вычисляя значения $h(lT)$ по формуле (9), получаем

$$h(lT) = 1 + \frac{kT}{-kT} (1 - kT)^l = 1 - (1 - kT)^l, \quad (10)$$

где l – целочисленная переменная.

Переходные процессы конечной длительности и коррекция импульсной системы

Рассмотрим получение дискретных значений функции веса $w(lT)$ способом, основанным на разложении изображения $W^*(p)$ в ряд по степеням e^{pT} :

$$\begin{aligned}
W^*(p) &= \frac{B^*(p)}{A^*(p)} = \frac{b_0 e^{mpT} + b_1 e^{(m-1)pT} + \dots + b_m}{a_0 e^{npT} + a_1 e^{(n-1)pT} + \dots + a_n} = \\
&= w[(n-m)T] e^{-(n-m)pT} + w[(n-m+1)T] e^{-(n-m+1)pT} + \dots
\end{aligned} \tag{11}$$

Если спроектировать импульсную систему так, что выполняются условия конечной длительности (12)

$$\left. \begin{aligned} a_1 = a_2 = \dots = a_n = 0 \\ A^*(p) = a_0 e^{npT} \end{aligned} \right\}, \tag{12}$$

то ряд (11) получится конечным:

$$W^*(p) = \frac{1}{a_0} [b_0 e^{-(n-m)pT} + b_1 e^{-(n-m+1)pT} + \dots + b_m e^{-npT}].$$

Это означает, что $w(lT)$ затухает за конечное число периодов T , равное порядку системы n . Выполнение условий конечной длительности (12) делает систему оптимальной в смысле ее быстродействия, так как в любом другом случае при прочих равных условиях длительность переходных процессов будет больше.

Пример 3. Условие конечной длительности переходных процессов в системе с передаточной функцией $W^*(p) = kT / (e^{pT} - 1 + kT)$ будет

$$k = 1/T. \tag{13}$$

При выполнении (13) передаточная функция $W^*(p) = e^{-pT}$ и соответствует условиям (12).

Конечная длительность переходных процессов в импульсных системах не всегда может быть достигнута путем подбора их параметров. В общем случае необходимо ввести в систему некоторое корректирующее звено с передаточной функцией $D^*(p)$. Если корректирующее звено включается последовательно в цепь ошибки замкнутой системы, то условие конечной длительности переходного процесса имеет вид

$$W^*(p) = \frac{D^*(p)W_P^*(p)}{1 + D^*(p)W_P^*(p)} = \frac{B_1^*(p)}{e^{npT}}, \tag{14}$$

где $B_1^*(p)$ – полином e^{pT} степени не выше n . Из (14) получаем

$$D^*(p) = \frac{B_1^*(p)}{W_P^*(p)[e^{npT} - B_1^*(p)]}. \quad (15)$$

Пример 4. Дана передаточная функция приведенной непрерывной части:

$$W_{\Phi H}(p) = \frac{(1 - e^{-pT})k}{p^2(T_1 p + 1)}. \quad (16)$$

Необходимо определить передаточную функцию последовательного корректирующего звена, обеспечивающего минимальное конечное время переходного процесса и нулевую ошибку при воздействии единичной функции.

Передаточная функция разомкнутой импульсной системы

$$W_P^*(p) = \frac{k(b_0 e^{pT} + b_1)}{(e^{pT} - 1)(e^{pT} - e^{-\beta})}, \quad (17)$$

где $b_0 = T - T_1 + T_1 e^{-\beta}$; $b_1 = T_1 - T_1 e^{-\beta} - T e^{-\beta}$; $\beta = T / T_1$.

Учитывая выражение (17), выберем $B_1^*(p)$ в виде:

$$B_1^*(p) = k(b_0 e^{pT} + b_1) = 1. \quad (18)$$

Условие астатизма (астатизм первого порядка) согласно (14) запишем так:

$$W^*(0) = k(b_0 + b_1) = 1.$$

Выражая k через b_0 и b_1 и подставляя в (18), получим

$$B_1^*(p) = \frac{b_0 e^{pT} + b_1}{b_0 + b_1}.$$

По формуле (15) находим передаточную функцию корректирующего звена:

$$D^*(p) = \frac{k_D (e^{pT} - e^{-\beta})}{e^{pT} + b_1 / (b_0 + b_1)}, \quad (19)$$

где $k_D = 1/k(b_0 + b_1)$.

Простой путь реализации $D^*(p)$ состоит в охвате импульсного звена обратной связью с помощью непрерывного звена (рис. 10.3).

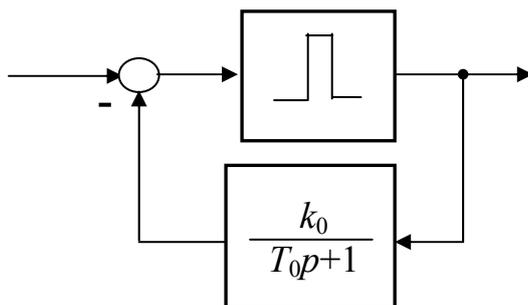


Рис. 10.3

Передаточная функция замкнутой системы (рис. 10.3) равна

$$W_{но}(p) = \frac{e^{pT} - e^{-\alpha}}{e^{pT} - e^{-\alpha} + k_0(1 - e^{-\alpha})}, \quad (20)$$

где $\alpha = T/T_0$. Сравнивая полученную передаточную функцию (20) с функцией (19), получим формулы для выбора параметров k_0 и T_0 . Для $k_D = 1$ имеем:

$$T_0 = T_1; k_0 = \frac{b_1 + e^{-\alpha}(b_0 + b_1)}{(b_0 + b_1)(1 - e^{-\alpha})}. \quad (21)$$

Указания к выполнению работы

1. Исследовать процессы на выходе импульсного звена с амплитудной модуляцией первого рода (экстраполятор нулевого порядка).

Собрать схему на рис. 10.4, позволяющую наблюдать процессы на

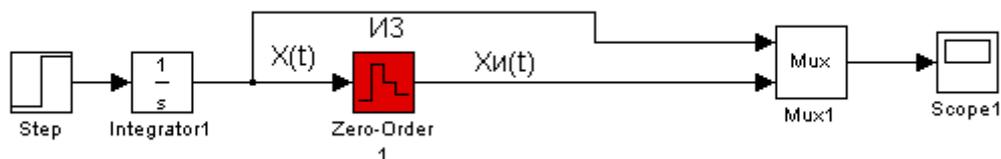
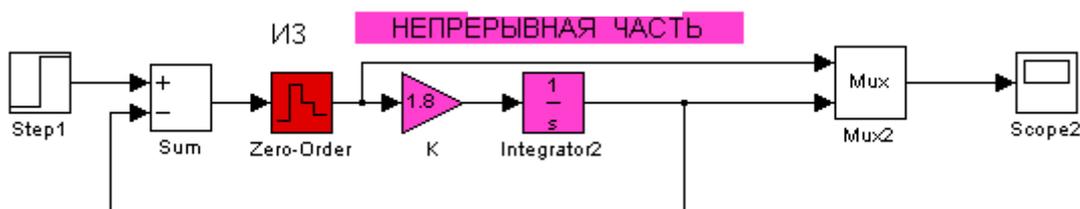


Рис. 10.4



входе и выходе импульсного звена.

На вход ИЗ поступает сигнал с выхода интегрирующего звена, чтобы получить линейно нарастающую функцию. Зарисовать сигналы на входе и выходе ИЗ $x(t)$ и $x_{и}(t)$, установив заданную величину периода импульсного звена.

2. Исследовать процесс НЕПРЕРЫВНАЯ ЧАСТЬ в непрерывной части в виде идеального интегрирующего звена.

Схема системы приведена на рис. 10.5.

2.1. Экспериментально определить критический коэффициент усиления системы $k_{кр}$. Для этого, изменяя коэффициент усиления k , установить на выходе системы колебания с постоянной амплитудой. Рис. 5. Зарисовать значение k .

2.2. Получить переходные процессы Рис. 10.5 в системе для различных значений k и T в соответствии с номером варианта:

3. Исследовать процессы в системе с непрерывной частью в виде идеального интегрирующего звена и апериодического звена первого порядка.

Проводится исследование системы (рис. 10.6) без корректирующего звена для различных значений периода импульсного звена T .

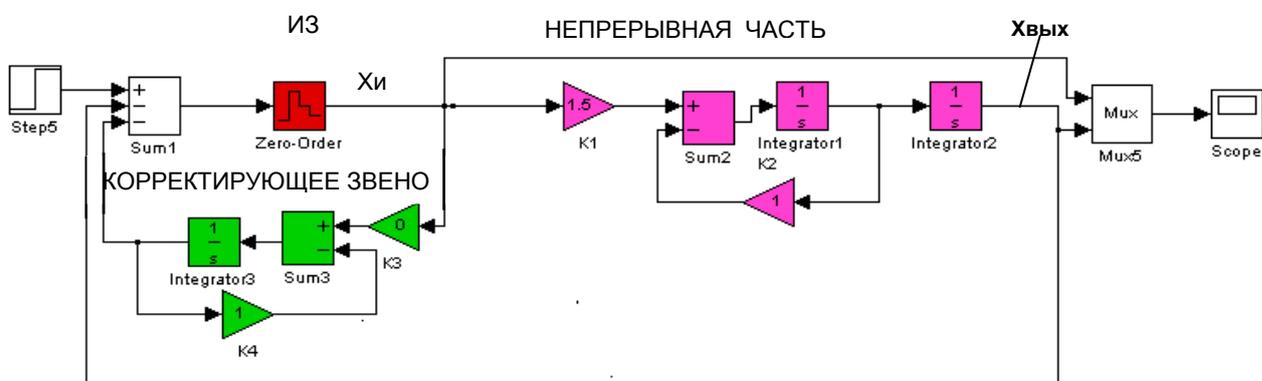


Рис. 10.6

Затем рассчитываются параметры корректирующего звена, которое включают в схему моделирования, и добиваются получения процессов конечной длительности, заканчивающихся за два периода работы импульсного звена.

Установить значения коэффициентов $k_1 = 1.58$, $k_2 = 1$, период ИЗ $T = 1$ с и зарисовать сигналы $x_{и}(t)$ и $x_{вых}(t)$.

Порядок выполнения работы

1. Собрать схему, приведенную на рис. 10.4, и зарисовать сигналы на входе и выходе импульсного звена $x(t)$ и $x_u(t)$. Значение T принять равным $T = 0.n$, где n – номер варианта.

2. Исследование системы с интегрирующим звеном (рис. 10.5).

2.1. Экспериментально определить критический коэффициент усиления $k_{кр}$ системы. Для этого, изменяя коэффициент k , установить на выходе системы колебания с постоянной амплитудой, а затем зафиксировать величину k . Значение T принять равным $T = 0.n$, где n – номер варианта.

2.2. Получить переходные процессы в системе для значений k и T в соответствии с номером варианта:

1) $k = 15, T = 0.1$; 2) $k = 7, T = 0.2$; 3) $k = 5, T = 0.3$; 4) $k = 3, T = 0.4$;

5) $k = 3, T = 0.5$; 6) $k = 2, T = 0.6$, 7) $k = 1.8, T = 0.7$, 8) $k = 1.5, T = 0.8$.

2.3. Рассчитать переходную функцию (по формуле) при заданных в пункте 2.2 значениях k и T и сравнить с характеристикой, полученной на экране виртуального осциллографа.

2.4. Рассчитать оптимальный коэффициент усиления по выражению $k = 1 / T$, при котором переходный процесс заканчивается за один период работы импульсного звена. Установить расчетное значение коэффициента k и зарисовать переходный процесс.

3. Исследование системы с непрерывной частью, содержащей звенья: интегрирующее и апериодическое первого порядка.

3.1. Собрать схему (рис. 10.6) без корректирующего звена, установить коэффициенты $k_1 = 1.58$, $k_2 = 1$, период ИЗ $T = 1$ с и зарисовать сигналы $x_{вых}(t)$ и $x_u(t)$.

3.2. Определить параметры корректирующего звена (19), обеспечивающего минимальную длительность переходного процесса при $k_1 = 1.58$. Определить параметры корректирующего звена k_3 и k_4 для $T = 1$ с и подключить выход корректирующего звена к свободному входу сумматора. Зарисовать переходные процессы $x_{вых}(t)$ и $x_u(t)$, которые должны закончиться за две секунды. Сравнить переходные процессы с процессами в нескорректированной системе.

4. Исследовать влияние периода работы ИЗ на качество переходных процессов в системе без корректирующего звена (рис. 10.6).

Установить последовательно периоды работы ИЗ $T = 0.1$ с, $T = 1$ с и $T = 2$ с и зарисовать переходные процессы. Оценить изменение показателей качества переходного процесса.

Контрольные вопросы

1. Приведите эквивалентную схему импульсного звена.
2. Докажите, что спектр $|X^*(j\omega)|$ – периодическая функция.
3. Как достигаются условия конечной длительности переходных процессов?
4. Как найти передаточную функцию разомкнутой импульсной системы?

Библиографический список

1. Теория автоматического управления /А. В. Нетушил, Л. С. Гольдфарб, А. В. Балтрушевич и др. М.: Высшая школа, 1976. 400 с.

Лабораторная работа № 11

ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ РЕГУЛЯТОРОВ

Цель работы: знакомство с лабораторной установкой для исследования цифровых регуляторов, реализованных на микро-ЭВМ; исследование цифровых П-, ПИ- и ПИД- регуляторов.

Теоретические сведения

В промышленных системах автоматического управления широко применяются ПИД- законы регулирования, которые сравнительно просты, но обеспечивают требуемые технические характеристики процесса регулирования.

Передаточная функция аналогового пропорционально-интегрально-дифференциального регулятора имеет вид

$$W(p) = \frac{U(p)}{X(p)} = k \left(1 + \frac{1}{T_I} \frac{1}{p} + T_D p \right), \quad (1)$$

где $U(p)$ – выходная величина регулятора, $X(p)$ – входная величина регулятора, k – коэффициент передачи регулятора, T_I – постоянная времени интегральной составляющей, T_D – постоянная времени дифференциальной составляющей.

Для реализации вычислений на микро-ЭВМ, в соответствии с законом регулирования, необходимо получить разностное уравнение. Операции аналогового интегрирования и дифференцирования при этом заменяют операциями численного интегрирования и дифференцирования.

Операция интегрирования в численном виде может быть выполнена различными способами, которым соответствуют следующие передаточные функции от переменной $z = e^{pT}$:

$$D_1(z) = T \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} - \text{интегрирование по методу прямоугольников};$$

$$D_2(z) = T \frac{1}{1 - z^{-1}} - \text{интегрирование по методу прямоугольников с упреждением};$$

$$D_3(z) = \frac{T}{2} \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} - \text{интегрирование по методу трапеций},$$

где T – период квантования по времени.

Кроме того, применяются и другие законы интегрирования, отличающиеся меньшей погрешностью [2].

Операции численного дифференцирования соответствует передаточная функция

$$D_4(z) = \frac{1}{T} (1 - z^{-1}).$$

Подставляя $D_1(z)$ и $D_4(z)$ в выражение (1), получим дискретную передаточную функцию ПИД-регулятора

$$W(z) = \frac{U(z)}{X(z)} = k \left(1 + \frac{T}{T_1} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} + \frac{T_D}{T} (1 - z^{-1}) \right). \quad (2)$$

Из (2) получим разностное уравнение

$$u(n) = u(n-1) + k \cdot \left[\left(1 + \frac{T_D}{T} \right) x(n) + \left(-1 + \frac{T}{T_1} - 2 \frac{T_D}{T} \right) x(n-1) + \frac{T_D}{T} x(n-2) \right] \quad (3)$$

или сокращенно

$$u(n) = u(n-1) + q_0 x(n) + q_1 x(n-1) + q_2 x(n-2) \quad (4)$$

где $q_0 = k \left(1 + \frac{T_D}{T} \right); q_1 = k \left(-1 + \frac{T}{T_1} - 2 \frac{T_D}{T} \right); q_2 = k \frac{T_D}{T}.$

Выражение (4) является основой алгоритма при реализации на микро-ЭВМ. Из (4) следует, что для вычисления сигнала управления на данном интервале квантования nT необходимо иметь значение выходного сигнала управления в момент времени $(n-1)T$, а также значения входного сигнала в моменты времени nT , $(n-1)T$ и $(n-2)T$.

Коэффициенты q_i зависят от параметров аналогового регулятора и периода квантования, но для каждого определенного регулятора являются постоянными.

Выражение (4) соответствует общему случаю, откуда можно получить частные случаи, которые встречаются в реальных системах:

1. П-регулятор

Разностное уравнение

$$u(n) = q_0 x(n),$$

где $q_0 = k$.

2. ПИ-регулятор

$$u(n) = u(n-1) + q_0 x(n) + q_1 x(n-1),$$

где $q_0 = k; q_1 = k \left(-1 + \frac{T}{T_1} \right)$

3. И-регулятор

$$u(n) = u(n-1) + (q_1 - q_0) x(n-1),$$

где $q_1 - q_0 = k \frac{T}{T_1}$

4. ПД-регулятор

$$u(n) = u(n-1) + q_0 x(n) + q_1 x(n-1) + q_2 x(n-2),$$

где $q_0 = k \left(1 + \frac{T_D}{T} \right); q_1 = k \left(-1 - 2 \frac{T_D}{T} \right); q_2 = k \frac{T_D}{T}$.

Указания к выполнению работы

1. Структурная схема лабораторной установки.

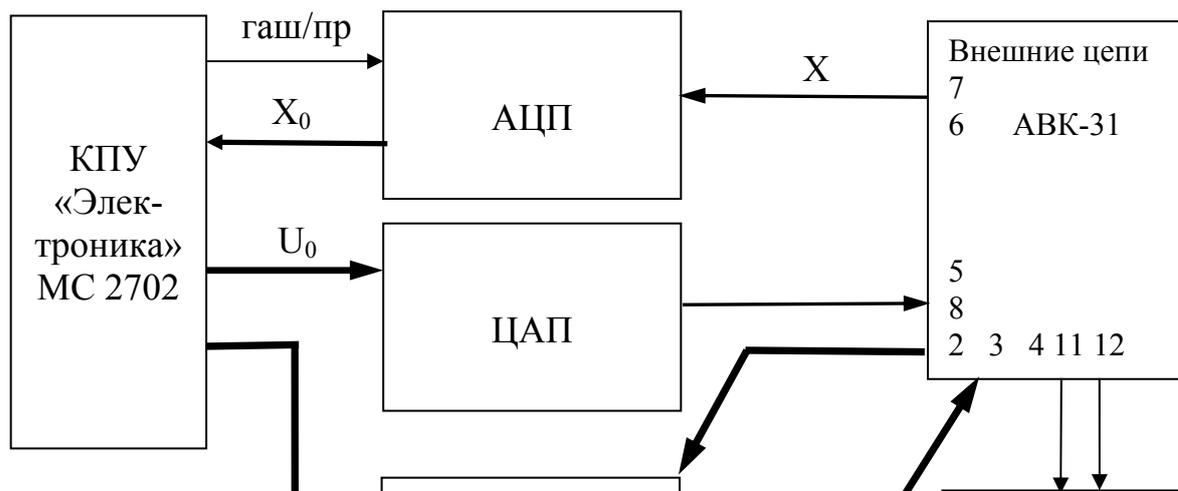




Рис. 11.1. Структурная схема установки

В состав установки (рис. 11.1) входят: контроллер программируемый универсальный (КПУ) "Электроника МС 2702"; АВМ АВК-31; электронно-лучевой индикатор (ЭЛИ) типа И-6; аналого-цифровой преобразователь; цифро-аналоговый преобразователь; устройство управления (УУ).

На рис. 11.1 приняты следующие обозначения:

—→ — цифровая многоразрядная шина;

→ — одиночный цифровой сигнал;

—→ — аналоговый сигнал;

X — входное напряжение цифрового регулятора;

X_0 — цифровой код X;

U — выходное напряжение цифрового регулятора;

U_0 — цифровой код U.

КПУ "Электроника МС 2702" используется в качестве цифрового регулятора, а также выполняет ряд функций управления установкой.

АВМ АВК-31 предназначена для моделирования объекта управления и аналоговых регуляторов.

Аналого-цифровой преобразователь служит для преобразования напряжения 0–10 В в цифровой код.

Цифро-аналоговый преобразователь предназначен для преобразования цифрового кода в напряжение от –10 до +10 В.

Устройство управления (УУ) осуществляет задание режимов работы установки, а также передает, хранит и преобразует информацию о текущем состоянии установки.

Электронно-лучевой индикатор предназначен для осциллографирования переходных процессов.

Источник питания формирует напряжения: ± 5 В, ± 15 В, ± 12 В, +26 В для питания КПУ, АЦП, ЦАП, и УУ.

Соединение КПУ и АВК-31 производится через гнезда "Внешняя аппаратура" на панели управления АВК-31.

Назначение гнезд следующее:

Гнезда 4, 2, 3 соединяются соответственно с гнездами ИП, ОСТ, ПУСК (ПРОГРАММА 1) слева и справа блока управления;
 7 – вход АЦП (входной сигнал регулятора);
 8 – выход ЦАП (выходной сигнал регулятора);
 6, 5 – вход и выход аналогового регулятора (при замене цифрового регулятора на аналоговый);
 11, 12 – входы осциллографа, на которые подаются исследуемые сигналы.

2. Порядок работы с аналого-цифровым комплексом

2.1. Включение установки.

2.1.1. Установить тумблер "Регулятор" в положение "Аналог" (правое).

2.1.2. Включить тумблер "Сеть". Загорается лампочка "Сеть" и включается блок питания. Через 4 секунды загорается лампочка "Готовность" и на микро-ЭВМ подается напряжение, на индикаторе загорается символ "–".

Если символ "–" не загорелся, то необходимо нажать последовательно клавиши "CR", "#".

Наличие символа "–" в левой позиции индикатора свидетельствует о готовности программы МОНИТОР КПУ к работе.

2.2. Занести в ОЗУ при помощи директивы "S" МОНИТОРа следующие данные.

2.2.1. Описание команды "S".

По команде "S" ("заменить") проводится исследование и модификация содержимого ОЗУ. Выполнение команды ведется в диалоговом режиме. Последовательность выполнения команды следующая:

а) вводится символ "S" и шестнадцатеричный адрес первой исследуемой ячейки памяти, а затем разделитель "┌┐". При этом адрес ячейки выводится на позиции 2–5 индикатора, а содержимое ячейки памяти на позиции 7–8 индикатора. Знак "–" заменяется на имя команды "S" в первой позиции.

(Примечание. При вводе цифр адреса и содержимого ячейки каждая новая цифра вводится в младший разряд поля, отведенного под индикацию параметра, а предыдущая информация сдвигается на одну позицию влево. Цифры, выходящие слева за формат параметра, теряются. Следовательно, если в процессе ввода параметра допущена ошибка, можно не сбрасывать команду "S" (с помощью клавиши "#"), а продолжать ввод параметра до тех пор, пока на индикаторе не появится нужный код).

б) при вводе разделителя "┌┐" на индикацию выводится адрес следующей ячейки (позиции 2–5) и ее содержимое (позиции 7–8);

в) производится модификация текущей ячейки путем ввода с пульта нового содержимого (в шестнадцатеричном коде), а затем разделителя "└┘";

г) для завершения действия команды "S" нажимается клавиша "#". Для модификации ячеек памяти, расположенных не последовательно, необходимо каждый раз вызывать команду "S".

2.2.2. Занести в ОЗУ параметры:

2.2.2.1. Ввести параметры ПИ-регулятора

Ячейки 217F, 2180, 2181 – значение k в форме трехбайтового числа с плавающей запятой, например, 02 20 00, соответствует $k=2$.

ячейки 2179, 217A, 217B – значение величины задающего воздействия, например, 5 вольт – соответствует значению 01 20 00;

ячейки 2188, 2189, 218A – значение параметра T/T_I , например, 85 20 00, соответствует значению 0,03.

2.2.2.2. Занести в ОЗУ параметры, определяющие величину ограничения выходного сигнала регулятора

217F, 217D, 217E – 01 3FFF – значение $U_{\max} = 10\text{В}$;

219A, 219B, 219C – 01 BFFF – значение $-U_{\max} = -10\text{В}$.

2.3. Занести в ОЗУ программу регулирования задержки, т.е. величины периода квантования T :

21FD – C9	2204 – 0D	220B – 22
21FE – 3E	2205 – C2	220C – 3D
21FF – 02	2206 – 04	220D – C2
2200 – 06	2207 – 22	220E – 00
2201 – 5F	2208 – 05	220F – 22
2202 – 0E	2209 – C2	2210 – C9
2203 – FF	220A – 02	

2.4. Запустить программу цифрового регулятора директивой "G 6000" (перед запуском в 1-ой позиции индикатора должен быть символ "–"), нажав клавиши "#", "G 6000", "└┘".

Нажать клавишу "CR".

2.5. Перевести тумблер "Регулятор" в левое положение "цифра".

2.6. Набрать на АВК-31 необходимую схему объекта управления и через гнезда "Внешняя аппаратура" на панели блока управления соединить ее с КПУ по сигнальным цепям и цепям управления. Подать сигналы, подлежащие наблюдению, на гнезда "Внешняя аппаратура", соединенные с осциллографом И-6.

2.7. Управление регулятором производится следующими клавишами:

"└┘" – пуск (на индикаторе символ "П");

"CR" – исходное положение (на индикаторе "H").

2.8. Исследование характеристик цифрового регулятора или цифровой системы с различными параметрами осуществляется путем коррекции содержимого определенных ячеек ОЗУ.

2.9. Выход из программы цифрового регулятора осуществляется путем нажатия клавиши "R". Перед нажатием клавиши "R" перевести тумблер "Регулятор" в правое положение "Аналог".

3. Перевод десятичных чисел в трехбайтовое число с плавающей запятой.

Программное обеспечение контроллера включает в себя библиотеку подпрограмм обработки чисел с плавающей запятой. Число в форме плавающей запятой в контроллере имеет вид трехбайтового числа (1-й байт – порядок; 2-й и 3-й байты – мантисса) (табл. 11.1) и занимает три ячейки в ОЗУ.

Поле знака мантиссы содержит нуль, если число положительное, и единицу, если число отрицательное.

Поле порядка в двоичном коде указывает число (десятичное) битовых позиций, на которое нужно сдвинуть мантиссу, чтобы представить его в форме "0.nnn...". Если знак порядка содержит нуль, то мантисса сдвигается влево на порядок, если знак порядка содержит единицу, то вправо на порядок, в результате получаем двоичное число в форме с фиксированной запятой.

Поле переполнения предназначено для фиксирования переполнения мантиссы, полученной в результате выполнения различных операций.

Поле мантиссы содержит 14 бит, следующих за 14-м битом целого представления числа. Бит переполнения принимается равным нулю. Двоичная запятая располагается между этим нулем и первым битом мантиссы.

Для ввода в контроллер двоичное число в форме (табл. 11.1) преобразуется в шестнадцатеричное. Двоичное число в шестнадцатеричное путем объединения 4-х соседних бит в группу и замены ее соответствующим шестнадцатеричным символом в соответствии с табл. 11.2.

Практически наиболее просто переводить десятичные числа в двоичные, а затем в шестнадцатеричные, уменьшая (или увеличивая) их последовательно в два раза относительно единицы. Например, десятичному дробному числу $1/2$ соответствует двоичная дробь 0.100, десятичному числу $1/4$ – 0.010 и так далее, т.е. значащий бит сдвигается последовательно вправо.

Целым десятичным числам 2^n соответствуют двоичные числа, с одним значащим битом, который сдвигается в сторону старшего бита при увеличении n . Примеры подобных дробных и целых чисел приведены в табл. 11.2, видно что при этом изменяется только код байта,

Таблица 11.1

Знак порядка	Порядок	Знак мантиссы	Поле переполнения	Мантисса
--------------	---------	---------------	-------------------	----------

1 бит	7 бит	1 бит	1 бит	14 бит
-------	-------	-------	-------	--------

Таблица 11.2

2-ное	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001
16-ное	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
2-ное	1010	1011	1100	1101	1110	1111				
16-ное	A	B	C	D	E	F				

Таблица 11.3

Десятичное число	Двоичное число в форме с плавающей запятой			16-ный код числа
0	0000 0000	0000 0000	0000 0000	00 00 00
1	0000 0001	0010 0000	0000 0000	01 20 00
0.5	0000 0000	0010 0000	0000 0000	00 20 00
0.25	1000 0001	0010 0000	0000 0000	81 20 00
0.125	1000 0010	0010 0000	0000 0000	82 20 00
0.0625	1000 0011	0010 0000	0000 0000	83 20 00
0.0312	1000 0100	0010 0000	0000 0000	84 20 00
0.0156	1000 0101	0010 0000	0000 0000	85 20 00
2	0000 0010	0010 0000	0000 0000	02 20 00
4	0000 0011	0010 0000	0000 0000	03 20 00
8	0000 0100	0010 0000	0000 0000	04 20 00
16	0000 0101	0010 0000	0000 0000	05 20 00
32	0000 0110	0010 0000	0000 0000	06 20 00
-1	0000 0001	0010 0000	0000 0000	01 A0 00
-16	0000 0100	0010 0000	0000 0000	04 A0 00

соответствующего порядку числа. В табл. 11.3 приведены и примеры отрицательных чисел.

Для перевода произвольных десятичных чисел в 16-теричный код целесообразно, используя методику перехода от десятичного числа перейти к двоичному [1], а затем к шестнадцатеричному в форме с плавающей запятой.

Порядок выполнения работы

1. Изучить состав аналого-цифрового комплекса, порядок работы на нем и форму представления параметров цифрового регулятора.

2. На АВК-31 гнезда "Внешняя аппаратура" соединить соответственно: 4 с ИП; 2–ОСТ; 3–ПУСК; 7–ДТН-I; 8 – со входом инвертора У₁.

3. Выполнить пункт 2 раздела "Указания к выполнению работы" вводя исходные согласно пункту 4. Величина задающего воздействия, заданного в цифровом коде, равна нулю т.е. в ячейки 2179, 217А, 217В – вводится код 00 00 00.

4. Исследовать характеристики П-регулятора. Задать коэффициент передачи $K=2$. Значение $T_I = \infty$, т.е. $T/T_I=0$, значит в ячейки 2188, 2189, 218А ввести код 00 00 00.

На АВК-31 набрать на ДТН-I значение +1 В.

Запуская программу цифрового регулятора, зарисовать с экрана графики входного и выходного сигналов при значении $T = 0.01$ с.

5. Исследовать характеристики цифрового ПИ-регулятора при различных периодах квантования.

5.1. Параметры регулятора $K=2$, $T_I=8$ с. Период дискретизации $T=0.01$ с. Для реализации регулятора ввести значение $T/T_I=0,0198$ в ячейки 2188, 2189, 218А в виде кода 88 20 00.

С ДТН-I подать на вход регулятора напряжение +1В. Зарисовать графики входной и выходной величин.

5.2. Параметры регулятора $K=2$, $T_I=8$ с. Период дискретизации $T=0.5$ с.

В этом случае значение $T/T_I=0.0625$ вводится в ячейки 2188, 2189, 218А в виде кода 82 20 00. Снять графики входной и выходной величин при входном напряжении $X=1$ В. Для получения величины $T=0.5$ с необходимо в ячейку 21FD записать код 00.

6. Построить графики переходных процессов и сравнить параметры регулятора, определенные экспериментально, с заданными.

7. Теоретически рассчитать выходную величину ПИ-регулятора с параметрами $K=2$, $T_I=8$ с. Период дискретизации принять равным $T=0.01$ с. Построить график выходной величины.

Контрольные вопросы

1. Как влияет величина периода дискретизации на выходную величину цифрового регулятора?

2. Привести разностные уравнения для частных случаев ПИД-регулятора.

3. Получить выражение передаточной функции для цифрового интегратора.

Библиографический список

1. Гилмор, Ч. Введение в микропроцессорную технику: Пер. с англ. – М.: Мир, 1984. 334 с.

2. Бесекерский, В. А., Изранцев, В. В. Цифровые системы автоматического управления с микроЭВМ. –М: Наука, 1987. 320 с.

Лабораторная работа № 12

ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

Цель работы: исследование системы автоматического управления с цифровыми П- и ПИ-регуляторами, исследование влияния периода дискретизации T на качество переходных процессов САУ.

Теоретические сведения

Применение микро-ЭВМ для управления объектами управления имеет следующие достоинства:

- микропроцессорная система обладает свойством гибкости;
- уменьшается время и стоимость разработки систем, что особенно важно при модификации систем;
- возможна реализация сложных алгоритмов управления.

Функциональная схема цифровой системы управления изображена на рис. 12.1. Она состоит из цифрового регулятора, реализуемого на микро-ЭВМ, АЦП, ЦАП и объекта управления. Объект управления может быть произвольным, в лабораторной работе рассматривается объект второго порядка, который соответствует объекту системы регулирования скорости следящей системы манипулятора, где $X_{\text{вых}}$ соответствует скорости вращения вала двигателя, а X_1 току якорной цепи.

В цифровой системе происходит квантование по уровню и квантование по времени с периодом T . Так как разрядность ЦАП и АЦП равна 12, то квантованием по уровню можно пренебречь.

С учетом квантования по времени, когда ключ замыкается через период T , эквивалентная схема ЦАП будет иметь вид (рис. 12.2), где U_0 – цифровой код управляющего воздействия U , $W_\phi(p)$ – передаточная функция формирующего звена.

Формирующее звено (или фиксатор) необходимо для получения импульсов прямоугольной формы на выходе ЦАП, т.е. в течение периода T величина U неизменна. Тогда передаточная функция формирующего звена определяется по условию

$$W_\phi(p) = \int_0^T 1 \cdot e^{-pt} dt = \frac{1 - e^{-pT}}{p} = \frac{z - 1}{z} \cdot \frac{1}{p}, \quad (1)$$

где $z = e^{pT}$

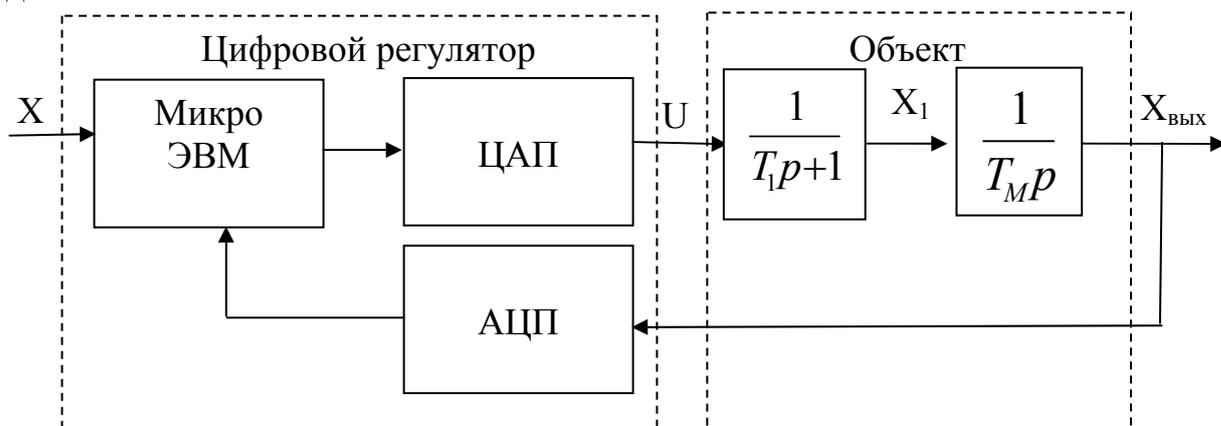


Рис. 12.1

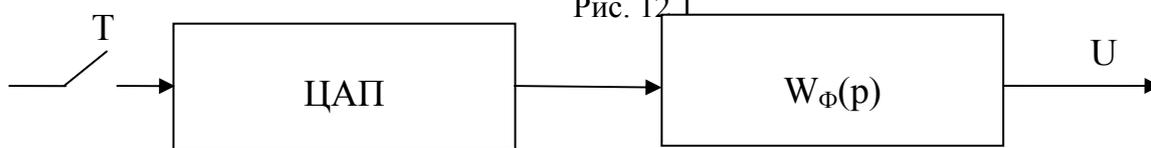


Рис. 12.2

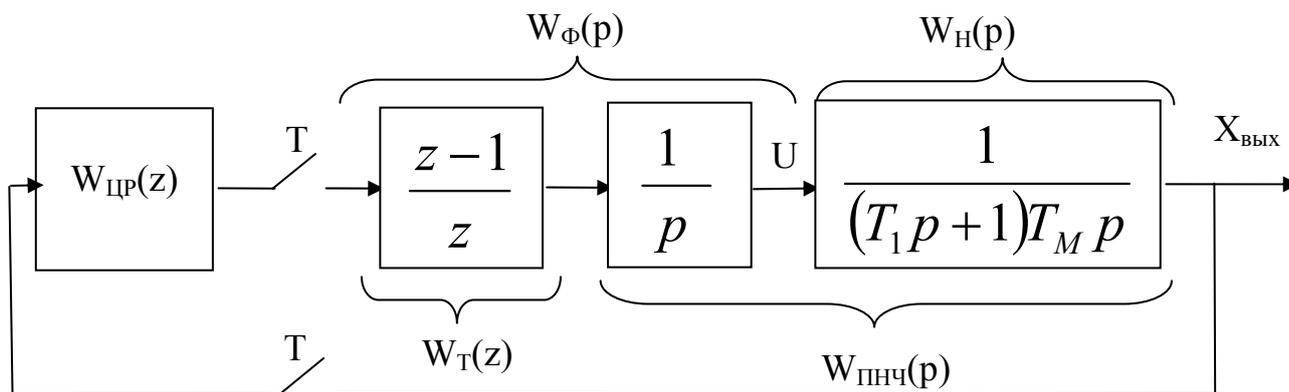


Рис. 12.3

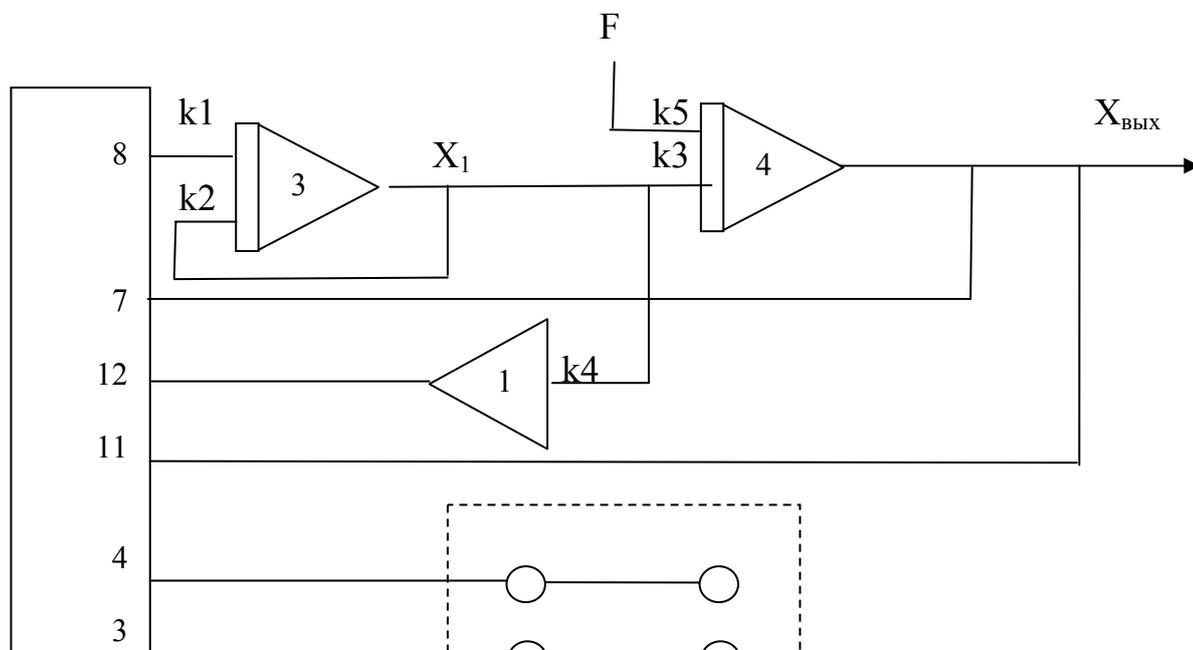




Рис. 12.4

С учетом этого структурная схема цифровой системы приведена на рис. 12.3, здесь учтено, что задающее воздействие формируется внутри микро-ЭВМ в цифровой форме. Схема на рис. 12.3 содержит:

$W_T(p) = \frac{z-1}{z}$ – передаточная функция трансцендентной части формирующего звена;

$$W_{\text{ПНЧ}}(z) = \frac{1}{p} W_H(p) = \frac{1}{T_M p^2 (T_1 p + 1)}, \quad (2)$$

– передаточная функция приведенной непрерывной части.

Дискретная передаточная функция, соответствующая непрерывной части будет равна

$$W_H(z) = W_T(z) Z \left[\frac{1}{T_M p^2 (T_1 p + 1)} \right] = \frac{1}{T_M} \left[-T_1 + \frac{T}{z-1} + \frac{T_1(z-1)}{z - e^{-T/T_1}} \right], \quad (3)$$

где символ Z соответствует дискретному z -преобразованию [1].

Передаточные функции цифрового регулятора имеют вид:

для П-регулятора - $W_{\text{ЦР}}(z) = k_{\text{ЦР}}$;

для ПИ-регулятора - $W_{\text{ЦР}}(z) = k_{\text{ЦР}} \frac{z-1+T/T_I}{z-1}$,

где параметры $K_{ЦР}$ и T_I определяются для передаточной функции регулятора непрерывной системы по выражениям

$$K_{ЦР} = \frac{T_M}{2T_1}, \quad T_I = 4T_1,$$

что соответствует настройке на оптимум по модулю (П-регулятор) или симметричный оптимум (ПИ-регулятор).

Передаточная функция разомкнутой цифровой системы будет равна

$$W_p(z) = W_{ЦР}(z)W_H(z). \quad (4)$$

Динамические свойства цифровых систем можно исследовать методом логарифмических частотных характеристик. В общем случае для этого в (4) необходимо сделать подстановку

$$z = \frac{1 + \varpi T/2}{1 - \varpi T/2}, \quad (5)$$

а затем заменить ϖ на $j\omega^*$ и далее строить ЛЧХ так же как для непрерывных систем.

Для частного случая, когда управляющие сигналы являются прямоугольными импульсами, что соответствует цифровой системе, ЛЧХ можно построить проще, разлагая передаточную функцию непрерывной части на простые дроби. Разложим передаточную функцию на простые дроби:

$$W_H(p) = \frac{1}{T_M p(T_1 p + 1)} = \frac{1}{T_M} \left[\frac{1}{p} - \frac{T_1}{T_1 p + 1} \right]. \quad (6)$$

Для каждого сомножителя по таблице [1] найдем передаточную функцию переменной ϖ и получим передаточную функцию

$$W_H(\varpi) = \frac{1}{T_M} \left(1 - \varpi \frac{T}{2} \right) \frac{\varpi(T' - T_1) + 1}{\varpi(\varpi T' + 1)}, \quad (7)$$

где $T' = \frac{T}{2} \frac{1+d}{1-d}$, $d = e^{-T/T_1}$.

Перейдем к переменной $j\omega^* = \varpi$:

$$W_H(j\omega^*) = \frac{1}{T_M} \left(1 - j\omega^* \frac{T}{2} \right) \frac{j\omega^*(T' - T_1) + 1}{j\omega^*(j\omega^* T' + 1)}, \quad (8)$$

Если цифровой регулятор П-типа, то передаточная функция разомкнутой системы будет равна

$$W_P(j\omega^*) = \frac{k_{ЦР}}{T_M} \left(1 - j\omega^* \frac{T}{2} \right) \frac{j\omega^*(T' - T_1) + 1}{j\omega^*(j\omega^* T' + 1)}, \quad (9)$$

По выражению (9) можно построить ЛЧХ и оценить динамические характеристики системы.

Указания к выполнению работы

Работа выполняется на аналого-цифровом комплексе.

1. Ознакомиться с экспериментальной установкой и порядком работы на ней.

2. Набрать аналоговую модель непрерывной части системы на АВК-31. Наборная модель изображена на рис. 12.4. Объект имеет параметры: $T_M=4.8\text{с}$, $T_1=0.6\text{с}$, которые соответствуют электромеханическому объекту с учетом масштаба $M_i=20$, введенного для удобства наблюдения процессов на осциллографе. Коэффициенты наборной модели имеют значения $k_1=1.67$, $k_2=1.67$, $k_3=0.2$, $k_4=0.7$, $k_5=1$.

Наборная модель соединяется с гнездами "Внешняя аппаратура".

3. Выполнить пункт 2 лабораторной работы №11, занося в ячейки ОЗУ следующие параметры.

Коэффициенты передачи цифрового П- и ПИ-регулятора равен $T_M/2T_I=4$. Для этого в ячейки ОЗУ 217F, 2180, 2181 занести код 03 20 00. В ячейки 2179, 217А, 217В занести код 00 20 00, что соответствует задающему напряжению 2.5 В.

Порядок выполнения работы

1. Исследовать процессы в системе с цифровым П-регулятором при различных значениях T . В ячейки 2188, 2189, 218А ввести код 00 00 00, что соответствует значению $T/T_I=0$.

1.1. Зарисовать переходные процессы при $T=0.01\text{с}$.

1.2. Зарисовать переходные процессы при $T=0.5\text{с}$, для этого предварительно в ячейку 21FD занести код 00.

2. Исследовать процессы в системе с цифровым ПИ-регулятором при различных значениях T .

2.1. Период дискретизации $T=0.01\text{с}$. В ячейку 21FD занести С9; в ячейки 2188, 2189, 218А – код 87 20 00, что соответствует $T_I=2,4\text{с}$ ($T/T_I=0.01/24=0.004$).

Зарисовать переходные процессы.

2.2. Период дискретизации $T=0.5с$.

В ячейку 21FD занести код 00; в ячейки 2188, 2189, 218A код 82 20 00.
Зарисовать переходные процессы.

3. Построить логарифмические частотные характеристики разомкнутой системы с П-регулятором для трех случаев:

непрерывная система;

цифровая система при $T=0.01с$;

цифровая система при $T=0.5с$.

По полученным характеристикам оценить изменение запаса по фазе при увеличении периода T .

На какую величину нужно изменить коэффициент цифрового регулятора при значении $T=0.5с$ чтобы обеспечить тот же запас по фазе, который имеет непрерывная система?

4. По полученным переходным процессам системы для системы с П- и ПИ-регулятором оценить изменение показателей качества системы (перерегулирование, время регулирования) при возрастании T .

Контрольные вопросы

1. Как влияет величина периода дискретизации на качество переходных процессов?

2. Найдите дискретную передаточную функцию разомкнутой системы с ПИ-регулятором.

3. Приведите статические характеристики АЦП и ЦАП.

Библиографический список

1. Теория автоматического управления /А. В. Нетушил, Л. С. Гольдфарб, А. В. Балтрушевич и др. М.: Высшая школа, 1976. 400 с.

Лабораторная работа № 13

ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНОЙ СИСТЕМЫ МЕТОДОМ ГАРМОНИЧЕСКОЙ ЛИНЕАРИЗАЦИИ

Цель работы: изучение метода гармонической линеаризации и экспериментальное изучение приближенного метода исследования колебательных режимов в нелинейной системе.

Теоретические сведения

Метод гармонической линеаризации

Широкое распространение для исследования нелинейных систем автоматического регулирования высокого порядка ($n > 2$) получил приближенный метод гармонической линеаризации (гармонического баланса), предложенный Л. С. Гольдфарбом и получивший развитие в работах Е. П. Попова и других ученых.

Основная идея метода сводится к следующему. Пусть замкнутая система (рис. 13.1) состоит из нелинейного безынерционного звена НЗ, описываемого симметричной относительно начала координат функцией

$$x_2 = F(x_1) \quad (1)$$

и линейной части ЛЧ, имеющей передаточную функцию $W_{\text{Л}}(p)$.

Здесь рассматривается наиболее простой и часто встречающийся вид характеристики нелинейного звена. Метод гармонической линеаризации применим для исследования нелинейных систем и в тех случаях, когда нелинейное звено инерционно или имеет несимметричную характеристику.

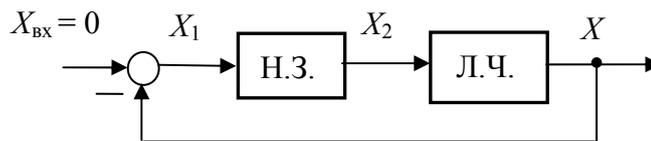


Рис. 13.1

Для суждения о возможности существования автоколебаний в этой системе предполагается, что на входе нелинейного звена действует гармонический синусоидальный сигнал

$$x_1(t) = a \cdot \sin \omega t. \quad (2)$$

Тогда сигнал на выходе нелинейного звена может быть представлен рядом Фурье:

$$x_2(t) = F(a \cdot \sin \omega t) = a_1 \cdot \sin \omega t + b_1 \cdot \cos \omega t + \text{высшие гармоники}.$$

Предполагается, что сигнал $x_2(t)$, проходя через линейную часть, фильтруется ею в такой степени, что в сигнале на выходе линейной части $x(t)$ можно пренебречь всеми высшими гармониками. В этом случае достаточно учитывать лишь первую гармонику на выходе нелинейного звена:

$$x_2(t) = a_1 \cdot \sin \omega t + b_1 \cdot \cos \omega t = b_m \cdot \sin(\omega t + \varphi_H), \quad (3)$$

так как все остальные гармоники практически не пройдут через линейную часть.

Последнее предположение носит название *гипотезы фильтра*, выполнение которого является необходимым условием гармонической линеаризации.

Из (2) имеем $\sin \omega t = x_1 / a$. Учитывая, что $\cos \omega t = px_1 / a\omega$ перепишем (3) в виде

$$x_2(t) = q(a)x_1 + \frac{q'(a)}{\omega} px_1, \quad (4)$$

где q и q' – коэффициенты гармонической линеаризации:

$$q = \frac{a_1}{a} = \frac{1}{\pi a} \int_0^{2\pi} F(a \cdot \sin \omega t) \sin \omega t d\omega t;$$

$$q' = \frac{b_1}{a} = \frac{1}{\pi a} \int_0^{2\pi} F(a \cdot \sin \omega t) \cos \omega t d\omega t.$$

Замена нелинейной функции (1) выражением (4) называется гармонической линеаризацией.

Заметим, что если на вход линейного звена подать гармонический сигнал (2), то на выходе его будет также гармонический сигнал вида (3). Поэтому для нелинейного звена по аналогии с линейным звеном, вводится понятие комплексного коэффициента усиления (амплитудно-фазовой характеристики).

Комплексным коэффициентом усиления нелинейного звена называют отношение основных гармоник выходного и входного сигналов, выраженных в комплексной форме:

$$W_H(a) = A_H(a)e^{j\varphi_H(a)} = q(a) + jq'(a),$$

где $A_H(a) = \frac{b_m}{a} = \sqrt{q^2(a) + [q'(a)]^2},$

$$\varphi_H(a) = \operatorname{arctg} \frac{q'(a)}{q(a)}.$$

Комплексный коэффициент усиления нелинейного звена напоминает частотную передаточную функцию линейного звена. Однако в случае безынерционного нелинейного звена зависит он не от частоты, а от амплитуды входного сигнала.

Вернемся к замкнутой системе, показанной на рис. 13.1. Предположим, что в системе существуют автоколебания и на вход нелинейного звена поступает сигнал $x_1 = a \sin \omega t$. Так как $x_1 = -x$, для нелинейного звена имеем

$$(5) \quad x_2 = -W_H(a)x$$

Подставим в (5) $x = W_{\Pi}(j\omega)x_2$, получим

$$W_H(a)W_{\Pi}(j\omega) = W_P(a, j\omega) = -1, \quad (6)$$

при $\omega = \omega_{\Pi}$, $a = a_{\Pi}$.

Выражение (6) представляет необходимое условие для существования автоколебаний в системе и называется *условием гармонического баланса*.

Уравнение (6) согласуется с условием нахождения линейной системы на границе устойчивости. По критерию Найквиста в линейной системе будут автоколебания, если годограф $W_P(j\omega)$ пройдет через точку $(-1, j0)$, то есть при некоторой частоте $\omega = \omega_{\Pi}$ $W_P(j\omega_{\Pi}) = -1$.

Основные задачи, решаемые с помощью метода гармонической линеаризации, это исследование автоколебательного режима в заданной нелинейной системе и определение условий отсутствия этого режима.

Графоаналитический метод определения параметров автоколебательного режима и его устойчивости

Практически пользоваться выражением (6) неудобно, так как требуется подобрать два параметра, поэтому задачу решают графически.

Для этого запишем (6) следующим образом

$$W_{\Pi}(j\omega) = -\frac{1}{W_H(a)} = -M_H(a), \quad (7)$$

где: $-M_H(a)$ – обратный комплексный коэффициент передачи НЗ, который равен

$$-M_H(a) = -\frac{1}{q(a) + jq'(a)}. \quad (8)$$

Уравнение (7) можно решить графически. Для этого нужно построить на комплексной плоскости годографы линейной части системы

$$W_{\Pi}(j\omega) = U(\omega) + jV(\omega)$$

и обратного комплексного коэффициента передачи НЗ

$$-M_H(a) = U(a) + jV(a).$$

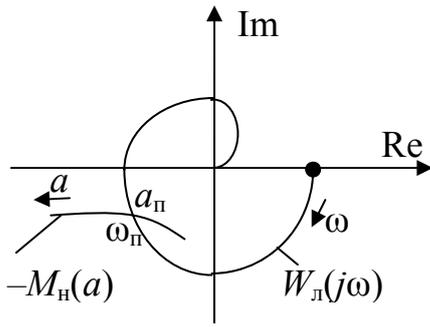


Рис. 13.2

В точке пересечения годографов (рис. 13.2) выполняется условие (6) и могут существовать автоколебания.

Параметры их определяются следующим образом: значение частоты ω_p определяют из годографа линейной части $W_l(j\omega)$, а значение амплитуды a_p определяется из годографа $-M_H(a)$.

Пересечение графиков показывает, что в системе возможны автоколебания. Следующим этапом является определение устойчивости этих автоколебаний.

Анализ устойчивости системы и устойчивости предельного цикла

Запишем условие гармонического баланса в следующем виде.

$$\frac{A_l(\omega)}{A_M(a)} e^{j[\varphi_l(\omega) + \varphi_n(a)]} = -1. \tag{9}$$

Здесь $A_M(a) = |M_H(a)|$ – модуль передачи нелинейного элемента, $\varphi_n(a) = \arg W_H(a)$.

Уравнение (9) можно представить в виде двух уравнений

$$\begin{cases} \frac{A_l(\omega)}{A_M(a)} = 1, \\ \varphi_l(\omega) + \varphi_n(a) = -(2m+1)\pi; \text{ где } m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases} \tag{10}$$

Допустим, получили следующее расположение годографов (рис. 13.3).

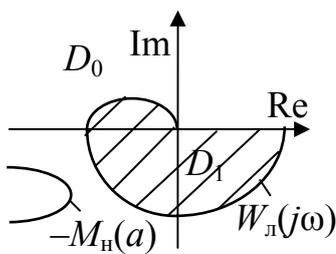


Рис. 13.3

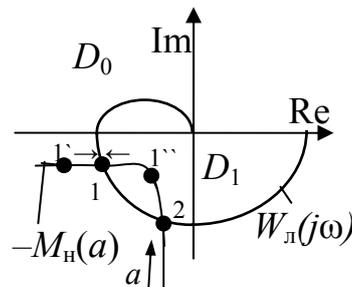


Рис. 13.4

Пусть весь годограф нелинейного звена лежит в области D_0 , то есть условие (10) не выполняется, так как $\frac{A_L(\omega)}{A_M(a)} < 1$, значит $|W_p(a, j\omega)| < 1$ и в соответствии с критерием Найквиста система устойчива и в ней будут затухающие колебания.

Аналогично можно показать, что если весь годограф $-M_H(a)$ лежит в области D_1 , то система будет неустойчива и в ней будут существовать расходящиеся колебания.

Если годографы пересекаются (рис. 13.4), то в системе возможны автоколебания в точках 1 и 2. Определим, где автоколебания устойчивы?

В точке 1 – амплитуда – a_n ; в точке 1' – амплитуда – $(a_n + \Delta a)$; в точке 1'' – амплитуда – $(a_n - \Delta a)$.

Пусть существуют автоколебания в точке 1 с параметрами a_n и ω_n . Допустим, произошло увеличение амплитуды $a_n + \Delta a$ (точка 1'). Рабочая точка находится в области D_0 , то есть система устойчива и амплитуда колебаний уменьшится до a_n .

Пусть амплитуда колебаний уменьшается, то есть $a_n - \Delta a$ (точка 1''). Рабочая точка находится в области D_1 , то есть система неустойчива и амплитуда колебания возрастет до a_n .

Следовательно, точка 1 соответствует устойчивому предельному циклу.

Рассмотрим точку 2.

Пусть a понижается, то есть $a_n - \Delta a$. В этом случае система устойчива и колебания затухающие. Следовательно, точка 2 соответствует неустойчивому предельному циклу.

На основе проведенного анализа сформулируем правило определения устойчивости автоколебаний: автоколебания устойчивы, если годограф $W_L(j\omega)$ не охватывает точку на годографе $-M_H(a)$, в которой $a = a_n + \Delta a$, $a > 0$.

Указания к выполнению работы

1. Экспериментальное определение амплитудно-фазовой характеристики нелинейного звена.

Соберите схему для экспериментального получения амплитудно-фазовой характеристики нелинейного звена (рис. 13.5). Схема содержит источник синусоидального сигнала, который выдает сигнал с частотой $\omega = 1$ рад/с, а амплитуда сигнала a изменяется от 2 до 10 с шагом, равным единице.

В работе исследуется нелинейное звено типа двухпозиционное реле

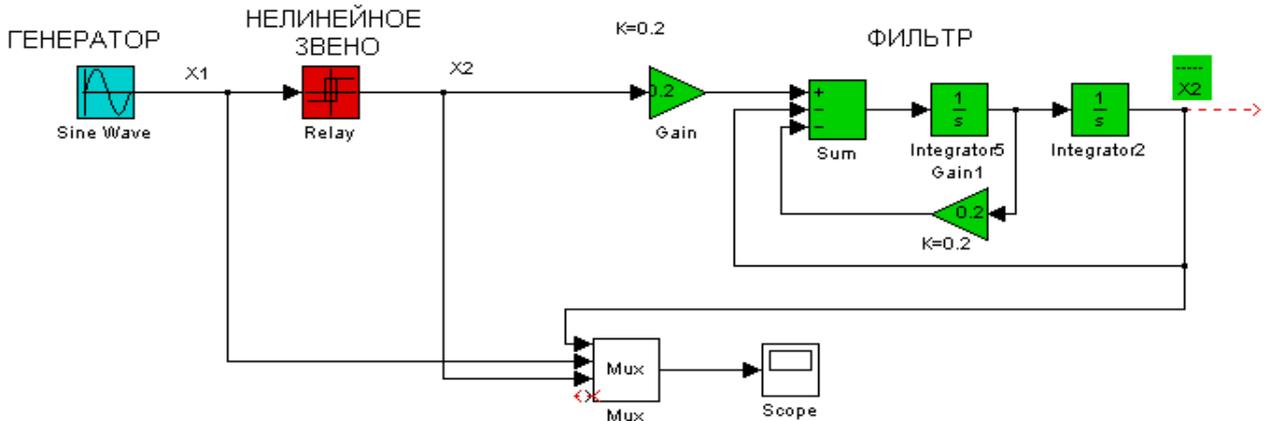


Рис. 13.5

гистерезисом, имеющее параметры, соответствующие номеру варианта. Фильтр служит для выделения первой гармоники сигнала x_2 . В качестве фильтра удобно выбрать колебательное звено, описываемое уравнением

$$\frac{d^2 \bar{x}_2}{dt^2} + 2\varepsilon\omega_0 \frac{d\bar{x}_2}{dt} + \omega_0 \bar{x}_2 = k\omega_0^2 x_2,$$

где ω_0 – частота собственных колебаний фильтра.

Величины ε и k выбирают из следующих условий:

$$\frac{|W(j\omega_0)|}{|W(j3\omega_0)|} > 10, \tag{11}$$

$$W(j\omega_0) = 1, \tag{12}$$

где $W(j\omega_0)$ – частотная функция колебательного звена. Условие (11) обеспечивает достаточную фильтрацию высших гармоник сигнала, а условие (12) – прохождение первой гармоники без изменения амплитуды, то есть $\bar{x}_{2m} = b_{m1}$. Поэтому значение модуля $A_H(a)$ определяется как отношение амплитуд $\frac{\bar{x}_{2m}}{a}$.

В работе исследуется нелинейное звено типа двухпозиционное реле с гистерезисом. Характеристика звена показана на рис. 13.6

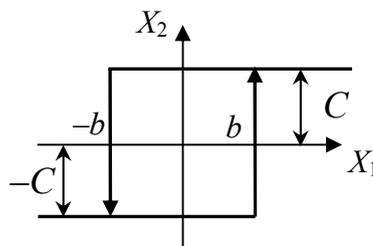


Рис. 13.6

Исследования в работе выполнить для параметров нелинейного звена в соответствии с вариантом:

$$C = n + 2, b = 2,$$

где n – номер варианта.

Данные опытов: a – амплитуда входного сигнала; x_{2m} – амплитуда выходного сигнала, $T_c/2$, c – величина полупериода колебаний, γ , s – величина фазового сдвига, следует занести в таблицу, а затем вычислить значения

φ_0 , ψ_M , $1/A_H$ по выражениям:

$$\varphi_0 = \frac{180 \cdot \gamma}{T_c / 2}, \quad \psi_M = -(270 - \varphi_0), \quad \frac{1}{A_H} = \frac{a}{x_{2m}}.$$

Здесь φ_0 – фазовый сдвиг сигнала \bar{x}_2 относительно x_1 , ψ_M – угол фазового сдвига годографа $-M_H(a)$, $1/A_H$ – модуль годографа $-M_H(a)$.

2. Исследование замкнутой нелинейной системы.

Нелинейная система содержит нелинейное звено, рассмотренное в предыдущем пункте, а также линейную часть, состоящую из двух инерционных и одного интегрирующего звена.

Модель системы приведена на рис. 13.7.

Исследования выполнить для коэффициента усиления линейной части K_1 в соответствии с номером варианта: $K_1 = n$, где n – номер варианта.

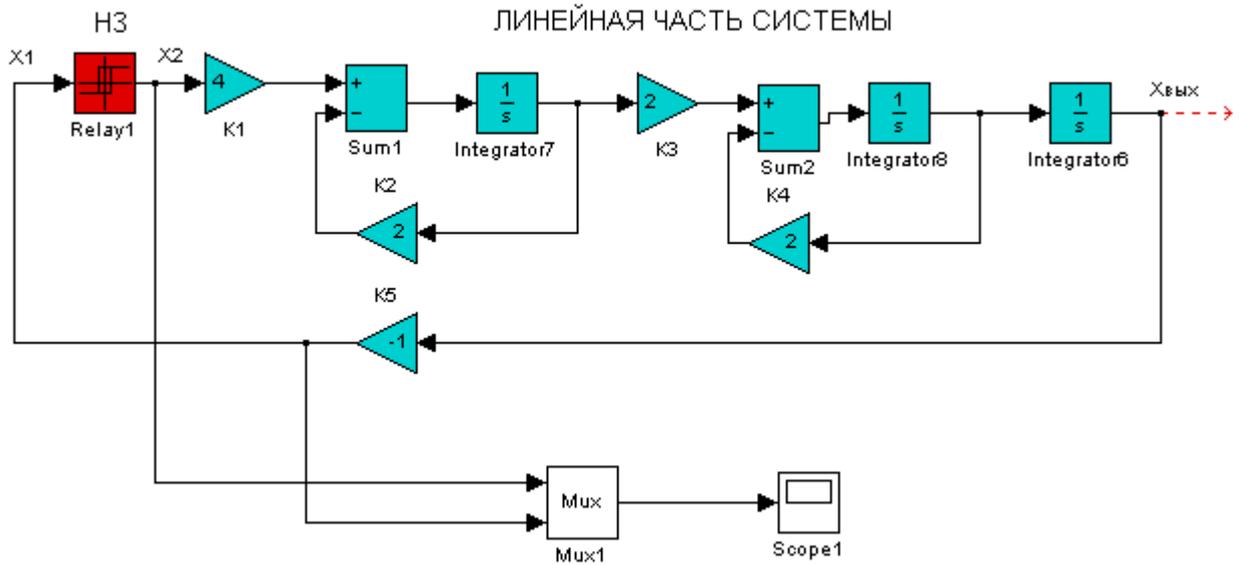


Рис. 13.7

В замкнутой системе возникнут автоколебания, имеющие амплитуду a_n и частоту ω_n . Эти параметры определяются из зарисованного с экрана виртуального осциллографа процесса на выходе системы.

На экране осциллографа также будет виден сигнал с выхода нелинейного звена, имеющий вид прямоугольных импульсов.

2. Определение параметров автоколебаний методом гармонического баланса.

Для этого строится годограф обратного комплексного коэффициента передачи нелинейного звена $-M_H(a)$ по экспериментальным данным, определенным в пункте 1, годограф линейной части $W_L(j\omega)$ строится по передаточной функции линейной части

$$W_L(j\omega) = \frac{K}{j\omega(Tj\omega + 1)^2},$$

где $T = 0.5 \text{ c}$, а величина $K = K_1 / K_2$, где (K_1 соответствует пункту 2, а $K_2 = 2$).

Порядок выполнения работы

1. Собрать схему, приведенную на рис. 13.5, и снять амплитудную и фазовые характеристики нелинейного звена.
2. Произвести исследование замкнутой нелинейной системы (рис. 13.7). Зарисовать с экрана осциллографа процессы $x_1(t)$ и $x_2(t)$. Определить параметры автоколебаний a_n и ω_n .
3. Построить годограф $W_L(j\omega)$ по заданной передаточной функции, а также годограф $-M_H(a)$ с использованием опытных данных. Методом гармонического баланса (графоаналитическим методом) определить параметры a_n и ω_n .
4. Построить годограф $-M_H(a)$ теоретически, используя параметры релейной характеристики b и C , соответствующие номеру варианта, и уточнить параметры автоколебаний a_n и ω_n .

Контрольные вопросы

1. Вывести формулу $W_H(a)$ для релейного звена.
2. Как зависят параметры a_n и ω_n от коэффициента усиления линейной части ?

Библиографический список

1. Бесекерский, В. А. Теория систем автоматического управления: Изд.4-е, перераб. и доп. / В. А. Бесекерский, Е. П. Попов. СПб: Изд-во «Профессия», 2003. 752 с.

Лабораторная работа № 14

СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ ПОТРЕБЛЕНИЯ ТЕПЛОВОЙ ЭНЕРГИИ НА ОСНОВЕ ТЕПЛОРЕГУЛЯТОРА РТ-12А

Цель работы: исследование принципов построения систем автоматического регулирования потребления тепловой энергии и изучение характеристик оборудования, которое применяется для реализации таких систем.

Теоретические сведения

Для климата Красноярска характерны значительные различия температур наружного воздуха за сутки в ночные и дневные часы. Это обуславливает большие колебания в тепловой нагрузке на системы отопления даже в холодные дни. Повышение температуры наружного воздуха наблюдается в дневные часы и, особенно, в ясные дни с наличием солнечной радиации. В таких условиях при значительных суточных и сезонных колебаниях тепловых нагрузок энергосберегающая работа систем

отопления и вентиляции возможна только при условиях применения современного энергосберегающего оборудования. Без приборов автоматики, обеспечивающих энергосберегающие режимы работы индивидуальных тепловых пунктов (ИТП), возникает перегрев помещений, т.е. избыток тепла, из-за которого приходится открывать окна и проветривать помещения. Следовательно, сквозняки, увеличение простудных заболеваний и, главное, потери тепловой энергии.

Применение автоматизации систем отопления позволяет:

- поддерживать комфортную температуру в помещениях вне зависимости от температуры наружного воздуха;
- уменьшить потребление тепловой энергии за счет снижения температуры воздуха в помещениях общественных зданий в ночные часы, а также в выходные и праздничные дни;
- ликвидировать перегрев помещений в переходные периоды отопительного сезона;
- снизить температуру возвращаемого теплоносителя;
- защитить систему отопления от замораживания;
- уменьшить расход теплоносителя из тепловых сетей и т.д.

Методы автоматического регулирования

Автоматическое управление количеством потребляемого тепла на объектах может производиться по отклонению регулируемой величины, по возмущению и путем комбинирования этих методов.

В первом случае датчики, замеряющие температуру внутреннего воздуха, устанавливаются в одном или нескольких отапливаемых помещениях и приводят в действие регулятор при отклонении этой температуры от установленного значения. Для осуществления программного регулирования датчики оборудуются специальным устройством, связанным с часовым механизмом.

При регулировании по возмущению датчики устанавливаются снаружи здания и замеряют значения метеорологических параметров. Использование этого метода требует соблюдения условия инвариантности объекта теплоснабжения (системы отопления) по отношению к внешним возмущениям.

Математически это условие выражается следующим образом:

$$W_{УПР} = W_{ВОЗМ} \quad , \quad (1)$$

где $W_{УПР}$ – передаточная функция по управляющему воздействию; $W_{ВОЗМ}$ – передаточная функция по возмущающему воздействию.

Расшифровывая значения указанных передаточных функций, можно получить

$$W_{СИСТ} \cdot W_{КОМП} = W_M + W_6 \quad (2)$$

где $W_{\text{СИСТ}}$ – передаточная функция объекта теплоснабжения, охватываемого данной ступенью управления, от температуры (расхода) теплоносителя на выходе из узла управления к количеству теплоты, передаваемой воздуху отапливаемого помещения; $W_{\text{КОМП}}$ – передаточная функция регулятора с соответствующим компенсирующим устройством; W_M , W_6 – передаточные функции теплоемких и нетеплоемких наружных ограждений – от изменения метеорологических условий к количеству теплоты, теряемой отапливаемыми помещениями.

Схема компенсации возмущений, отвечающая уравнению (2), приведена на рис. 14.1.

Достоинство автоматического *управления по отклонению* заключается в том, что регулятор учитывает всю совокупность факторов, влияющих на температурный режим отапливаемых помещений, и выполняет свою задачу независимо от причин вызвавших отклонение внутренней температуры. Эксплуатационные изменения статических и динамических характеристик объекта практически не сказываются на качестве регулирования. Недостатки этого метода заключаются в следующем.

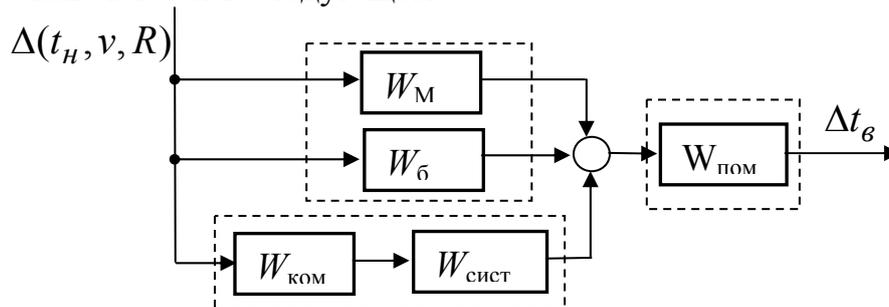


Рис. 14.1. Схема компенсации возмущений в системе теплоснабжения

В современных многоэтажных зданиях даже при хорошо отрегулированной системе отопления наблюдается значительный разброс температур воздуха в отапливаемых помещениях, намного превышающий допустимую точность регулирования. В связи с этим выбор представительных помещений с целью сведения к минимуму влияния случайных, локальных факторов на процесс управления представляет большие трудности. Увеличение же с этой целью общего количества датчиков контрольных помещений приводит к удорожанию автоматики, усложнению обслуживания и снижению надежности.

Система автоматического управления по отклонению внутренней температуры обладает неблагоприятными динамическими характеристиками, поскольку замкнутый контур регулирования содержит в данном случае звено с большой инерционностью – отапливаемое здание.

В случае охвата ступенью управления целого ряда зданий негативное влияние указанных обстоятельств (разброс температур в помещениях, большая инерционность контура регулирования) при регулировании по отклонению еще более возрастает.

Достоинство автоматического управления по возмущению состоит в том, что оно производится по основным факторам, определяющим режим теплопотребления зданий (температура наружного воздуха, скорость ветра, солнечная радиация). Влияние локальных, случайных факторов на температуру воздуха в том или ином помещении на процесс управления исключается. При управлении по возмущению система обладает хорошими динамическими свойствами, так как в контур регулирования не входит отапливаемое помещение. При этом регулятор начинает выполнять свою задачу еще до того, как возмущающее воздействие проникло в отапливаемое помещение и вызвало в нем отклонение регулируемой величины – температуры воздуха от заданного значения.

Недостаток этого метода заключается в том, что регулятор реагирует только на те возмущения, которые оцениваются соответствующими датчиками и заложены в закон управления.

Учитывая многообразие возмущений, действующих в системе теплоснабжения, и особенности этой системы как объекта управления, становятся очевидными те трудности принципиального характера, которые возникают при применении рассматриваемого метода управления.

Функциональная схема системы управления

Применяемый в данной системе регулятор температуры реализует нелинейный алгоритм управления и применить аппарат анализа линейных систем управления невозможно. Моделирование нелинейной системы управления производилось согласно алгоритму работы регулятора.

Функциональная схема системы управления представлена на рис. 14.2.

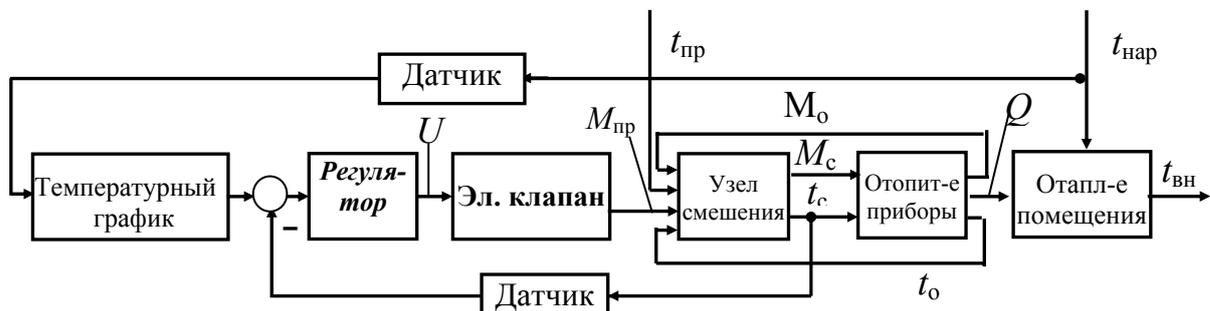


Рис. 14.2

На рис. 14.2 обозначено: $t_{нар}$ – температура наружного воздуха; $t_{вн}$ – температура воздуха внутри помещения; U – импульсы управления электроклапаном; $M_{пр}$, $M_{об}$, $M_{с}$ – массы прямой, обратной и смешанной воды; $t_{пр}$, $t_{об}$, $t_{с}$ – температуры прямой, обратной и смешанной воды; Q – количество тепла.

Температурный график, реализованный в регуляторе [2], представлен на рис. 14.3.

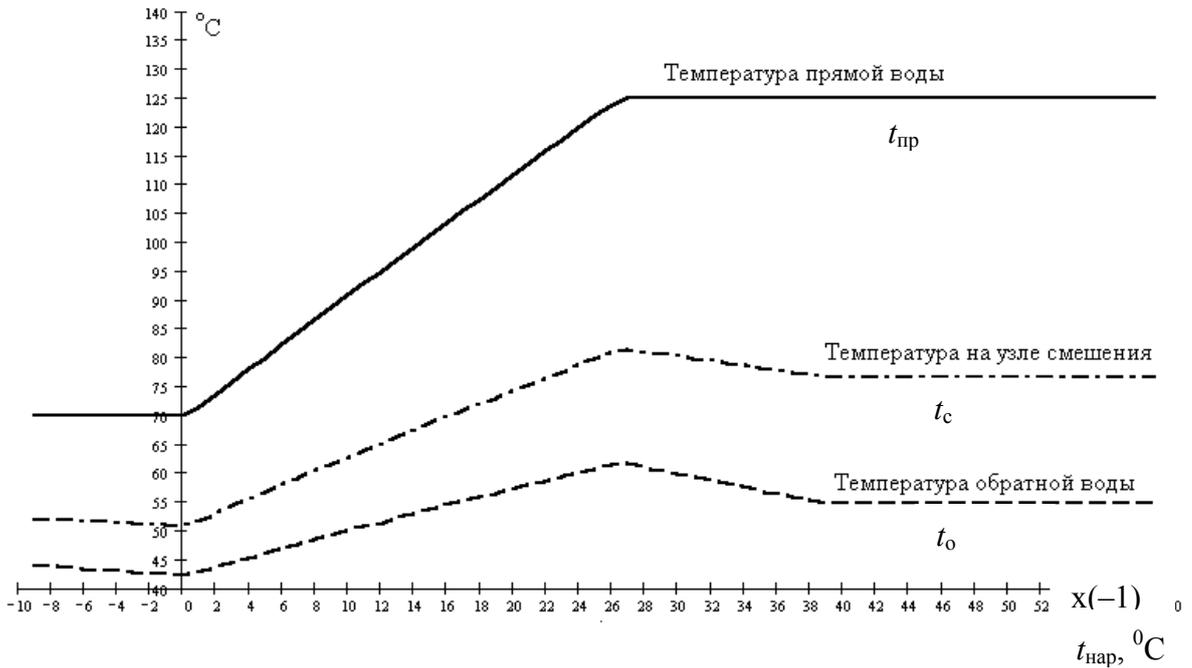


Рис. 14.3. Температурный график

На графике изображены зависимости температуры прямой воды, поступающей из тепловой сети, температуры обратной воды и температуры воды после узла смешения, которая непосредственно поступает в систему отопления. Система регулирования должна обеспечивать регулирование температуры на узле смешения в зависимости от температуры наружного воздуха. Представленный график называется номинальным и может при необходимости корректироваться.

Принципиальная схема

На рис. 14.4 изображена принципиальная схема системы.

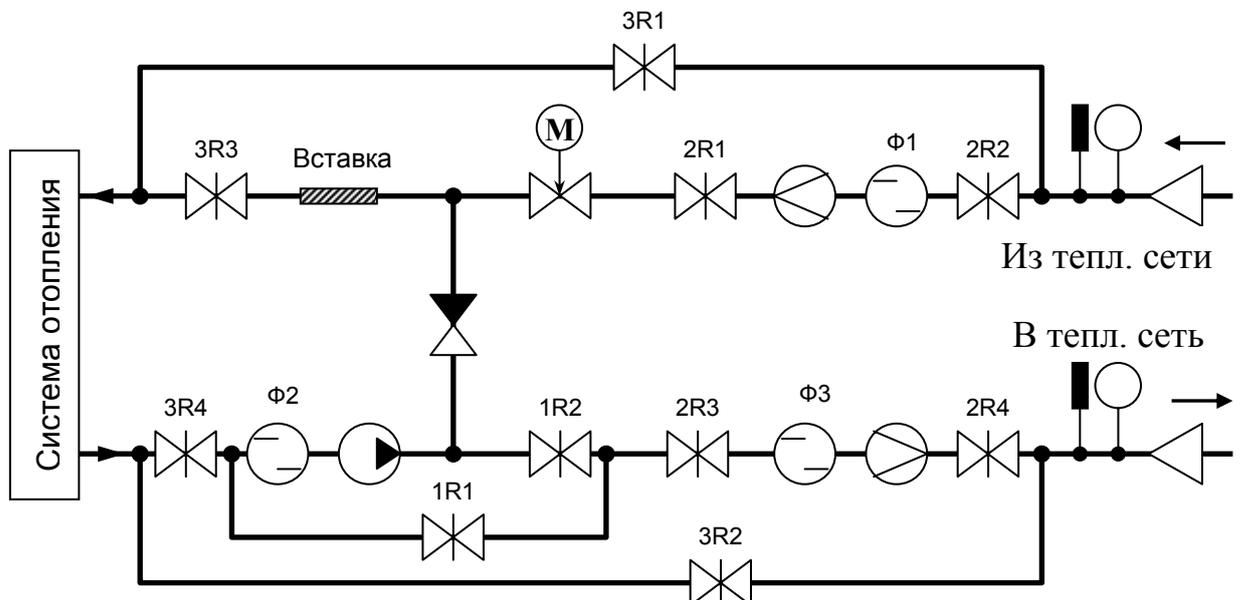


Рис. 14.4. Принципиальная схема системы теплоучета и теплорегулирования.

Фильтры Ф1 – Ф3 предназначены для обеспечения нормальной работы расходомеров и циркуляционного насоса, чувствительных к качеству теплоносителя. Вентили 2R2, 2R4 и 3R1 – 3R4 предназначены для шунтирования автоматической системы теплоучета и теплорегулирования при ее ремонте или техническом обслуживании.

Теплорегулятор

В качестве теплорегулятора применяется РТ-12А [2], который предназначен для поддержания комфортной температуры в помещениях по заданному тепловому графику, оптимального расходования тепловой энергии на теплоснабжение и горячее водоснабжение в составе регулирующих комплексов тепловых узлов здания и объектов промышленного назначения. Основные характеристики регулятора.

1. Регулятор температуры производит регулирование температуры по двум независимо управляемым каналам:

- канал 1 – регулирование температуры сетевой воды в трубопроводе смешения по температурному графику;
- канал 2 – регулирование температуры горячей воды по заданной потребителем температуре.

2. Количество каналов измерения температуры:

- температура наружного воздуха;
- температура теплоносителя в трубопроводе после узла смешения;
- температура теплоносителя в обратном трубопроводе;
- температура воды в трубопроводе ГВС.

3. Регулятор имеет возможность корректировки номинального теплового графика по двум параметрам: «*Наклон графика*» (P06) и «*Смещение графика*» (P07). Истинная температура для регулирования по первому каналу определяется по формуле:

$$t_c = t_{н.гр.}(t_{нар}) \cdot P06 + P07,$$

где t_c – температура регулирования канала 1 (температура на узле смешения),

$t_{н.гр.}(t_{нар})$ – температура на узле смешения при наружной температуре $t_{нар}$ по номинальному графику теплоснабжения.

4. Для оптимального расходования тепловой энергии регулятор позволяет вводить коррекцию номинального теплового графика по часам дня

и дням недели на величину, определяемую параметром «*Величина коррекции графика*» (например, понижение температуры в помещениях административных и производственных зданий в нерабочее время и т.д.).

5. Регулятор температуры РТ-12А обеспечивает управление исполнительными органами в двух режимах работы: ручной и автоматический.

Циркуляционный насос

Бессальниковые циркуляционные насосы для систем водяного отопления низкого давления, которые сокращенно называются циркуляционными насосами для систем отопления, занимают особое положение среди центробежных насосов.

Единственная задача всех циркуляционных насосов для водяных систем отопления заключается в компенсации возникающих в системе отопления потерь давления. Поэтому характеристики всех установок имеют вид параболы, которые различаются между собой лишь своей крутизной.

Почти все циркуляционные насосы для систем водяного отопления являются насосами типа «инлайн», т.е. насосами с патрубками одинакового условного диаметра и общей средней линией. При одинаковых числах оборотов агрегаты всех изготовителей для аналогичных диапазонов применения имеют равное удельное число оборотов. Поэтому в отношении решения гидравлических проблем обеспечивается лишь незначительная свобода действий. Из этого совершенно естественно вытекает, что насосы всех производителей в их гидравлической части имеют практически одинаковые размеры. Несмотря на сходные эксплуатационные параметры и почти одинаковые размеры рабочих колес у различных изготовителей насосов имеются достаточно существенные отличия в деталях. Это относится главным образом к конструкции подшипников ротора, узлу разделения насосной и моторной частей и, наконец, к конструкции рабочего колеса, которое прежде всего, определяется различными способами его изготовления.

Циркуляционных насосов на рынке технических средств довольно много и они выпускаются отечественными и зарубежными производителями. В табл. 14.1 представлены технические характеристики серий циркуляционных насосов.

Таблица 14.1

Технические характеристики циркуляционных насосов

Серия насоса	Краткая характеристика
TOP-V	Циркуляционные насосы этой серии удобны в обслуживании и монтаже. Оснащаются встроенной в корпус насоса запорной арматурой - 2 клапана на всасывающем и нагнетающем патрубках.

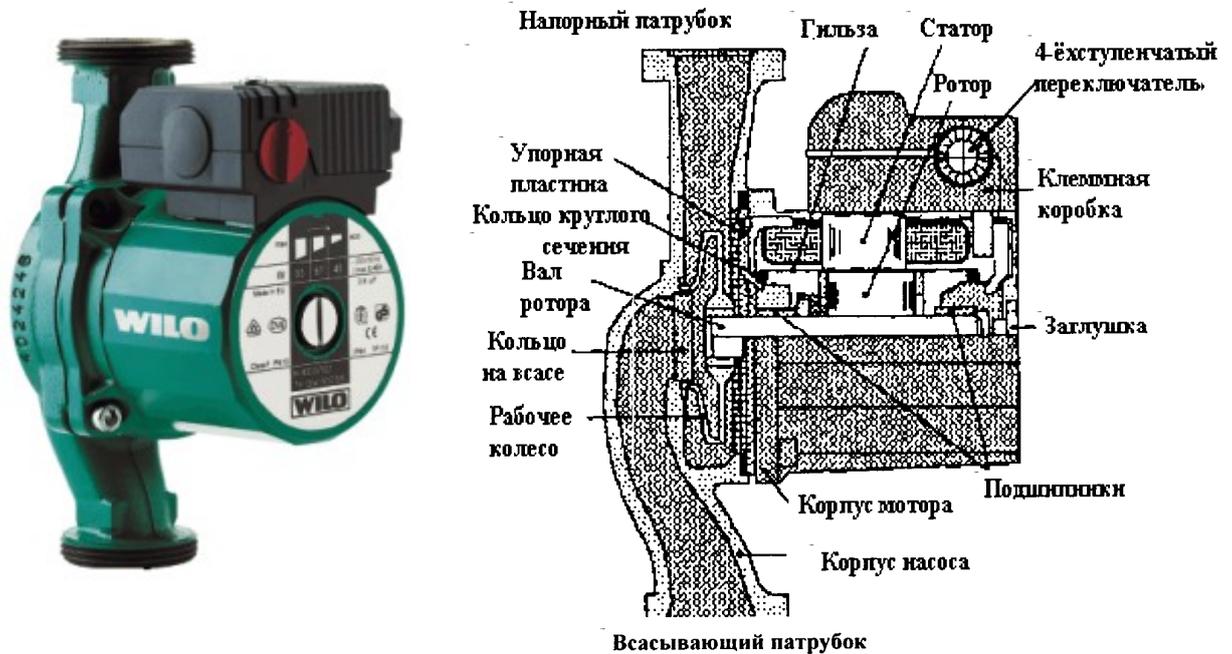
	<p>Клапаны изготовлены из нержавеющей стали и не подвержены коррозии. Они плотно прилегают к резиновому уплотнительному кольцу и полностью перекрывают отверстие, исключая протечки. Корпус насоса TOP-V остается в трубопроводе и становится его составной частью.</p> <p>Особенности и достоинства насосов: меньшая монтажная длина по сравнению с обычным насосом с задвижками (на 50%); конструкция ротора позволяет не стравливать воздух перед пуском; простота, долговечность и легкость в обслуживании запорной арматуры; в насосе используются комбинированные фланцы на 6 и 10 атмосфер; на фланцах насоса приклеены прокладки для удобства монтажа; оптимальная конструкция для получения максимального КПД.</p>
MVIS	<p>Единственный в мире вертикальный многоступенчатый центробежный насос с мокрым ротором. Благодаря отсутствию вентилятора и особой конструкции системы охлаждения двигателя перекачиваемой средой насос имеет пониженные шумовые характеристики по сравнению с насосами других фирм.</p>
Star-S и TOP- E	<p>Насосы этой серии с электронным управлением. Оснащаются электронным регулятором частоты вращения или частотным преобразователем. Имеют режим "день/ночь", который автоматически переключает насос на минимальные обороты с высоким значением производительности и низким перепадом давления для обеспечения минимальной циркуляции при уже прогревом помещения.</p>

Продолжение таблицы 14.1

	<p>Использование насосов WILO с электронным регулированием позволяет экономить до 50% электроэнергии, что значительно уменьшает эксплуатационные расходы и увеличивает срок службы насоса.</p>
UPE серии 100	<p>Циркуляционные насосы с электронным регулированием. Циркуляционные насосы типа "инлайн" с "мокрым ротором" и встроенной системой регулирования частоты вращения. Исполнение UPE...A: циркуляционный насос, удаляющий воздух из системы. Используется преимущественно в 2-х трубных системах отопления с термостатными регуляторами.</p>
TPE серии 2000	<p>Насос "с сухим ротором" с электронным регулированием. Одноступенчатый циркуляционный насос, низкого давления типа "инлайн" с нормальным всасыванием, с противоположным расположением напорного и всасывающего патрубков одинакового условного диаметра, торцевым уплотнением вала и трехфазными электродвигателями с поверхностным охлаждением и встроенной</p>

системой электронного регулирования мощности.

В рассматриваемой системе применяется циркуляционный насос серии *Wilo-Star-RS*, представленный на рис. 14.5.



а

б

Рис. 14.5. Циркуляционный насос серии *Wilo-Star-RS*

Технические характеристики циркуляционного насоса серии *Wilo-Star-RS 30/6*:

- диапазон рабочих температур: от плюс 20 до плюс 110 °С;
- три ступени частоты вращения, устанавливаемые вручную;
- номинальное давление 10 бар;
- длина конструкции 180 мм;
- водогликолевая смесь – максимальное содержание 1:1;
- мотор переменного тока устойчив к токам блокировки;
- максимальная производительность 3.5 куб.м / час;
- максимальный напор 5.5 м;
- диаметр резьбового соединения $R1\frac{1}{4}$.

Бессальниковые циркуляционные насосы с мокрым ротором предназначены для перекачивания воды и водо-гликолевой смеси в системах отопления. Они не требуют технического обслуживания.

Датчики температуры

В качестве датчиков наружной температуры и температуры теплоносителя выбраны накладные термодатчики сопротивления. На рис. 14.6 представлена характеристика датчика наружной температуры, а на рис. 14.7 – характеристика датчиков температуры теплоносителя.

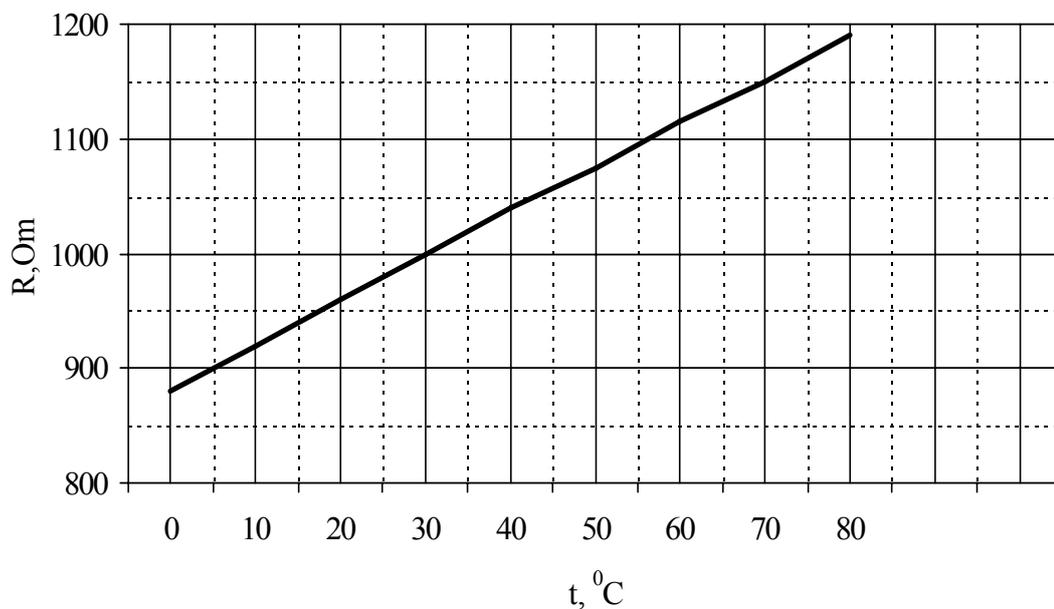


Рис. 14.6 Ом – температурная характеристика датчика EMS-10

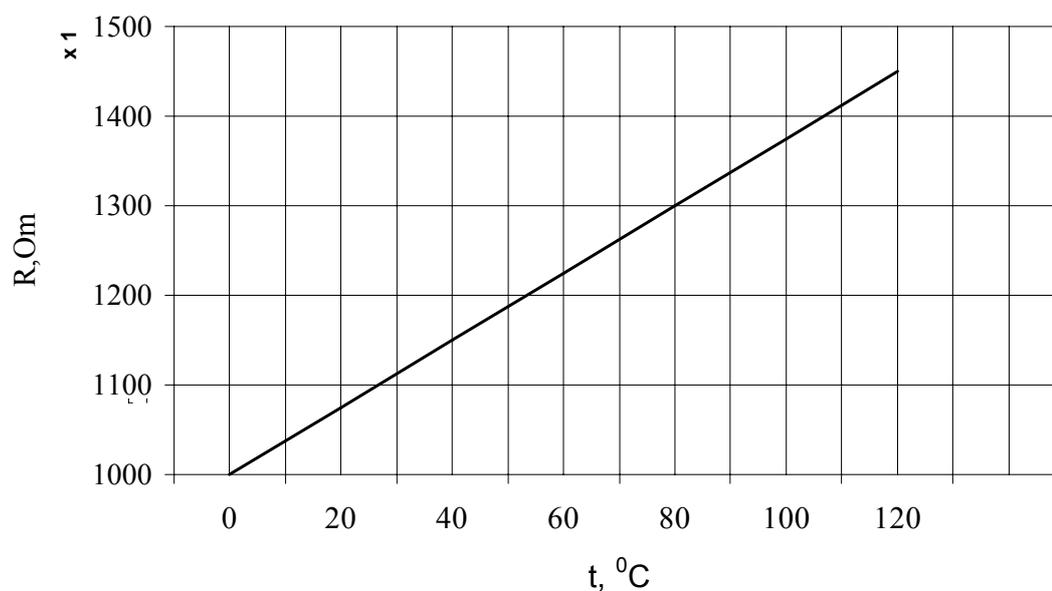


Рис. 14.7 Ом – температурная характеристика датчика EMS – 11

В качестве исполнительных механизмов для отопления и горячего водоснабжения используются в основном регулирующие клапаны седельного типа с электроприводом.

В системе применяется клапан регулирующий седельный с электроприводом типа *Honeywell ML 600N* с характеристиками:

- диапазон рабочей температуры теплоносителя: до плюс 170 °С;
- тип клапана – односедельный;
- рабочее давление – 1.6 МПа;
- условный диаметр труб: $D_y=25, 32, 40, 50, 80$ мм;
- тип привода: электропривод ($U_{пит}$ – однофазное 220 В, 50 Гц).

Клапаны такого типа хорошо себя показали в работе, обеспечивают требуемую плотность при полном закрытии.

Порядок выполнения работы

1. Снимите показания параметров регулятора и теплосчетчика.
2. Установите величину коррекции теплового графика (-10 °С) и снимите с терморегулятора значения параметров T01–T06, где T01 – температура наружного воздуха, T02 – температура воды после узла смешения, T03 – заданная температура воды после узла смешения, T04 – температура обратной воды, T05 – заданная температура обратной воды, T06 – температура воздуха в помещении.

Сравните полученные значения с номинальным тепловым графиком.

3. Снимите «разгонную кривую» системы отопления.

Для этого измените величину открытия регулирующего электроклапана в режиме «РУЧНОЙ» и через интервал времени 5 с снимите значения параметра T02 (температура воды после узла смешения). После достижения нового установившегося значения снова снимите показания теплосчетчика .

Содержание отчета

1. Приведите принципиальную схему системы регулирования отопления и объясните назначение всех элементов.
2. Приведите функциональную схему системы автоматического регулирования и объясните принцип регулирования, по которому она построена.
3. Приведите характеристики основных элементов системы регулирования: электроклапана, насоса, терморегулятора.
4. Приведите показания параметров теплосчетчика и терморегулятора и объясните их смысл.

Контрольные вопросы

1. Объясните, где в системе управления используется принцип регулирования по возмущению?
2. В чем заключается принцип регулирования по отклонению и как он применяется в системе регулирования отопления?
3. Какие конструктивные особенности имеют двигатели насосов с «мокрым» ротором?
4. Какой алгоритм управления реализует регулятор?

Библиографический список

1. Бесекерский, В. А. Теория систем автоматического управления: Изд.4-е, перераб. и доп. / В. А. Бесекерский, Е. П. Попов. СПб: Изд-во «Профессия», 2003. 752 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	3
Лабораторная работа № 1. Ознакомление с системой Matlab	11
Лабораторная работа №2. Временные характеристики динамических звеньев	19
Лабораторная работа №3. Частотные характеристики динамических звеньев	19
Лабораторная работа №4. Анализ устойчивости систем автоматического регулирования	26
Лабораторная работа №5. Исследование линейных звеньев и САУ	35
Лабораторная работа №6. Исследование характеристик ПИД-регуляторов	41
Лабораторная работа №7. Настройка параметров ПИД-регулятора на основе оптимизационного метода	46
Лабораторная работа №8. Синтез и исследование системы управления с модальным регулятором	52
Лабораторная работа №9. Исследование системы управления с наблюдающим устройством	60
Лабораторная работа №10. Исследование линейной импульсной системы	66
Лабораторная работа № 11. Исследование цифровых регуляторов	77
Лабораторная работа № 12. Исследование цифровой системы автоматического управления	85
Лабораторная работа №13. Исследование нелинейной системы методом гармонической линеаризации	91
Лабораторная работа №14. Система регулирования потребления тепловой энергии на основе теплорегулятора РТ-12А	100