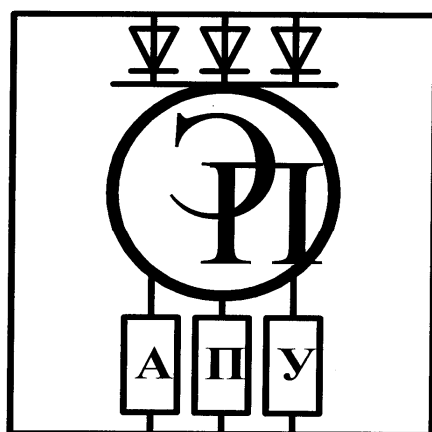


МЕЖГОСУДАРСТВЕННОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«БЕЛОРУССКО-РОССИЙСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Кафедра «Электропривод и АПУ»

ТЕОРИЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

*Методические рекомендации к курсовому проектированию
для студентов специальности
6-05-0713-04 «Автоматизация технологических процессов
и производств» очной и заочной форм обучения*



Могилев 2026

УДК 681.58
ББК 32.965
Т33

Рекомендовано к изданию
учебно-методическим отделом
Белорусско-Российского университета

Одобрено кафедрой «Электропривод и АПУ» «29» января 2026 г.,
протокол № 6

Составитель ст. преподаватель Г. В. Лабкович

Рецензент канд. техн. наук С. В. Болотов

Методические рекомендации к курсовой работе разработаны в соответствии с рабочей программой «Теория автоматического управления». Рекомендованы для студентов специальности 6-05-0713-04 «Автоматизация технологических процессов и производств» очной и заочной форм обучения.

Учебное издание

ТЕОРИЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

Ответственный за выпуск	А. С. Коваль
Корректор	А. А. Подошевка
Компьютерная верстка	Е. В. Ковалевская

Подписано в печать . Формат 60×84/16. Бумага офсетная. Гарнитура Таймс.
Печать трафаретная. Усл. печ. л. . Уч.-изд. л. . Тираж 26 экз. Заказ №

Издатель и полиграфическое исполнение:
Межгосударственное образовательное учреждение высшего образования
«Белорусско-Российский университет».
Свидетельство о государственной регистрации издателя,
изготовителя, распространителя печатных изданий
№ 1/156 от 07.03.2019.
Пр-т Мира, 43, 212022, г. Могилев.

© Белорусско-Российский
университет, 2026

Содержание

Введение.....	4
1 Цель и задачи курсовой работы.....	5
2 Требования к оформлению курсовой работы.....	5
3 Содержание курсовой работы	6
4 Определение передаточных функций нескорректированной САУ.....	7
5 Исследование нескорректированной САУ на устойчивость	11
6 Построение переходных характеристик.....	15
7 Синтез регулятора методом ЛАХ.....	16
Список литературы.....	26
Приложение А.....	27
Приложение Б. Описание заданной САУ в среде MATLAB.....	29

Введение

Курсовое проектирование по дисциплине «Теория автоматического управления» направлено на формирование у студентов базовых знаний в области общих принципов построения и функционирования, основных методов анализа и синтеза систем автоматического управления.

Теория автоматического управления при изучении процессов управления абстрагируется от физических и конструктивных особенностей систем и вместо реальных систем рассматривает их адекватные математические модели.

Автоматическое управление техническим объектом – это целенаправленное воздействие, осуществляемое без непосредственного участия человека при соблюдении заранее обусловленных требований и ограничений. Системы автоматического управления (САУ) являются системами взаимодействующих между собой объекта управления и автоматического управляющего устройства (регулятора). В процессе работы регулятор получает текущую информацию о цели управления, а также информацию о текущем состоянии объекта и среды его функционирования и в соответствии с этой информацией формирует управляющие воздействия на объект так, чтобы была достигнута цель управления.

Качество управления техническими устройствами в свою очередь связано с наличием запасов устойчивости. Поэтому основной задачей курсового проекта является развитие навыков расчета параметров САУ, обеспечивающих работоспособность системы, и овладения современными методами исследования систем.

1 Цель и задачи курсовой работы

Целью курсовой работы является анализ и синтез системы автоматического управления (САУ), развитие у студентов практических навыков расчета параметров настройки регуляторов в системах автоматического управления (САУ) с помощью пакета MATLAB с библиотекой Simulink.

Задачей курсовой работы является получение математических моделей элементов и устройств системы, преобразование структурной схемы системы и приведение ее к одноконтурной, исследования устойчивости системы, параметрический синтез регулятора, анализ точности и качества работы системы.

Полученные при выполнении курсовой работы знания и навыки должны дать студенту базовую практическую подготовку по эскизному проектированию современных систем автоматического управления, которая в дальнейшем потребуется ему при выполнении курсового и дипломного проектирования.

2 Требования к оформлению курсовой работы

Курсовая работа состоит из расчетно-пояснительной записки объемом 20–30 страниц текста с необходимыми иллюстративными материалами (графики и схемы). В тексте расчетно-пояснительной записки должны быть ссылки на литературу, из которой заимствованы методы расчета, формулы и т. д. Содержание пояснительной записки и графической части определяется заданием.

Расчетно-пояснительная записка должна быть оформлена на листах формата А4 и содержать:

- титульный лист;
- содержание курсовой работы;
- задание на курсовую работу;
- структурные схемы САУ;
- передаточные функции САУ в разомкнутом и замкнутом состояниях;
- результаты оценки устойчивости системы в программах MATLAB либо MATCAD;
- результаты расчёта переходных процессов по структурной схеме в системе MATLAB;
- заключение о качестве анализируемой системы;
- перечень используемой литературы.

Набор текста работы осуществляется с использованием текстового редактора Word или его аналогов. При этом необходимо использовать шрифты типа Times New Roman размером 14 пунктов.

Абзацный отступ составляет 1,25 см. Устанавливаются следующие размеры полей: верхнего и нижнего – 20 мм, левого – 30 мм, правого – 10 мм. Выравнивание основного текста работы – по ширине.

Требования к графическому материалу курсовой работы:

- функциональная и структурная схемы системы должны быть выполнены в соответствии с ЕСКД;

- на структурных схемах должны быть проставлены направления движения сигналов с их наименованиями;
- графики должны быть представлены с размерными осями.

3 Содержание курсовой работы

В составе расчетно-пояснительной записки должно быть отражено следующее содержание:

- введение;
- преобразование заданной структурной схемы и приведение ее к одноконтурной;
- определение передаточной функции системы в разомкнутом состоянии;
- определение передаточной функции замкнутой САУ по задающему и возмущающему воздействию;
- оценка устойчивости САУ по корням характеристического уравнения;
- оценка устойчивости САУ по критерию Гурвица и определение критического коэффициента усиления системы;
- оценка устойчивости САУ по критерию Михайлова;
- оценка устойчивости САУ по критерию Найквиста, определение запасов устойчивости системы по амплитуде и фазе;
- построение графиков переходного процесса замкнутой САУ по задающему и возмущающему воздействию и определение показателей качества;
- расчет параметров желаемой ЛАЧХ системы и построение разомкнутой желаемой системы по заданным требованиям к качеству работы системы;
- выбор и расчет корректирующего устройства;
- построение переходного процесса с применением пакета MATLAB и определение временных показателей синтезированной САУ;
- анализ скорректированной САУ.

Графическая часть проекта выполняется на листах формата А1.

Первый лист А1: структурная схема нескорректированной САУ, переходная характеристика нескорректированной САУ по задающему и возмущающему воздействию, частотные характеристики ЛАЧХ, ЛФЧХ и АФЧХ нескорректированной системы.

Второй лист А1: структурная схема скорректированной САУ, переходная характеристика скорректированной САУ по задающему и возмущающему воздействию, частотные характеристики ЛАЧХ, ЛФЧХ и АФЧХ скорректированной системы.

Для выполнения курсовой работы необходимо выбрать структурную схему системы (рисунки А.1–А.7), численные значения параметров ее элементов (выбираются из таблиц 3.2 и 3.3) и начертить с учетом полученных передаточных функций. Задания являются индивидуальными и выдаются преподавателем.

Предварительно принять $W_{\text{рег}}(p) = 1$.

Передаточные функции (ПФ) САУ описываются выражениями, представленными в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Передаточные функции звеньев

$W_1(p)$	$W_2(p)$	$W_3(p)$	$W_4(p)$
$k_1 \frac{\tau_1 p + k_{01}}{p(T_1 p + 1)}$	$\frac{k_2}{T_2 p + 1}$	$\frac{k_3}{T_3 p + 1}$	$k_4 \frac{\tau_4 p + 1}{T_4 p + 1}$

Таблица 3.2 – Значения параметров передаточных функций

Параметр	Вариант									
	1	2	3	4	5	5	7	8	9	0
k_1	9	8	10	8	8	7	7	9	10	12
τ_1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
T_1	0,5	1,2	0,8	1,6	0,9	0	1,8	0	1,4	0
k_{01}	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0
k_2	5,0	0,6	9	0,8	0,7	6,0	4,0	5,0	0,5	3,0
T_2	0,1	0	0,2	0,25	0	0,01	0,2	0,3	0	0,5
k_3	5	10	6	8	5	4	3	2	9	7
T_3	0,05	0,08	0	0	0,2	0,05	0	,0	0,1	0,01
k_4	1	2	6	9	3	4	10	1	4	0,5
τ_4	0,07	0	0	0,03	0	0	0,05	0	0	0
T_4	0, 1	0,2	0,6	0,3	0,5	0,1	0,2	0,1	0,8	0,1
K_{OC}	0,1	0,2	0,1	0,3	0,2	0,2	0,1	0,4	0,1	0,1

Таблица 3.3 – Требуемые показатели качества

Параметр	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$T_{рег.отн}$	0,35	0,4	0,45	0,5	0,55	0,35	0,4	0,45	0,5	0,55
$\sigma, \%$	30	25	20	15	10	30	25	20	15	10
$s, \%$	5	10	15	20	25	5	10	15	20	25
D	3	8	7	6	8	2	4	9	4	5

В таблице 3.3 приняты следующие обозначения:

$T_{рег.отн}$ – относительное время регулирования. Если исходная система неуправляема, время регулирования исходной системы считать равным 10 с;

σ – величина перерегулирования, %;

D – диапазон регулирования;

s – статизм при заданном диапазоне регулирования, %.

4 Определение передаточных функций нескорректированной САУ

В курсовой работе необходимо определить передаточную функцию разомкнутой САУ $W(p)$, замкнутой САУ по задающему воздействию $\Phi(p)$, по возмущающему воздействию $\Phi_f(p)$, по ошибке воспроизведения задания $\Phi_e(p)$, по ошибке от возмущения $\Phi_{\epsilon}(p)$.

Передаточная функция линейного звена или системы – это отношение изображений по Лапласу выходного сигнала к входному при нулевых начальных условиях.

Структурная схема – это графическое представление дифференциального уравнения устройства, когда выражение передаточной функций вписывается в прямоугольник, а входное воздействие и выходная величина изображаются стрелками.

Для получения общей передаточной функции системы в целом необходимо провести преобразования. Используя правила структурных преобразований [1], необходимо заданную структурную схему САУ (рисунок 4.1) привести к виду одноконтурной (рисунок 4.2) за счет закорачивания регулятора и объединения типовых соединений (последовательного, параллельного и встречно-параллельного) динамических звеньев с использованием правил переноса узлов и сумматоров.

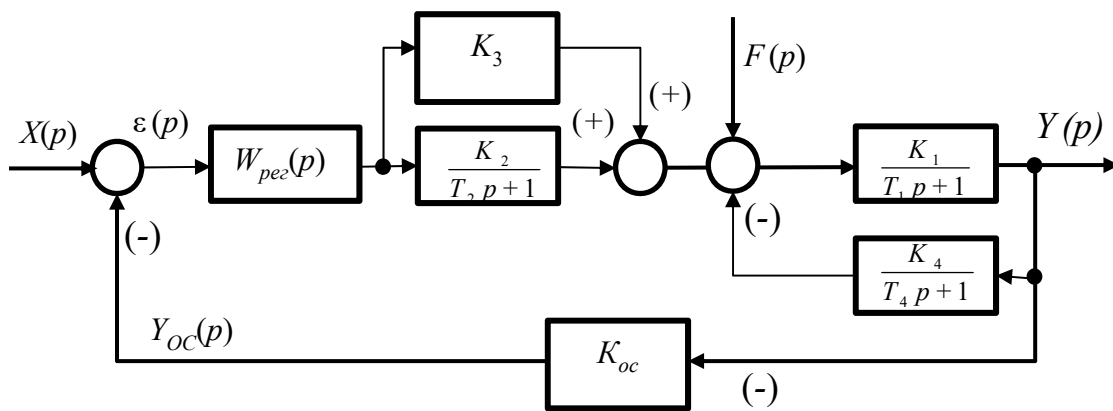


Рисунок 4.1 – Пример исходной структурной схемы САУ

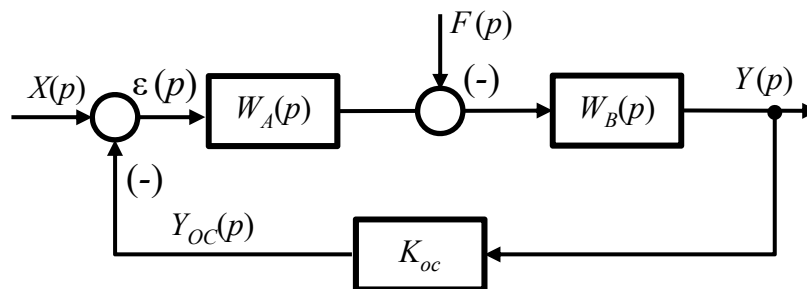


Рисунок 4.2 – Преобразованная структурная схема

В САУ используются и обозначены следующие сигналы:

$X(p)$ – изображение задающего воздействия;

$F(p)$ – изображение возмущающего воздействия;

$Y(p)$ – изображение выходного сигнала САУ;

$\varepsilon(p)$ – изображение сигнала ошибки САУ.

$W_A(p)$ получается как параллельное соединение $W_2(p)$ и $W_3(p)$:

$$W_A(p) = W_2(p) + W_3(p) = k_2 + \frac{k_3}{T_3 \cdot p + 1} = \frac{k_2 \cdot T_3 \cdot p + k_2 + k_3}{T_3 \cdot p + 1}. \quad (4.1)$$

$W_B(p)$ получается как встречно-параллельное соединение с отрицательной обратной связью (ОС) $W_1(p)$ и $W_4(p)$:

$$W_B(p) = \frac{W_1(p)}{1 + W_1(p)W_4(p)} = \frac{\frac{k_1}{T_1 p + 1}}{1 + \frac{k_1}{(T_1 p + 1)} \frac{k_4}{(T_4 p + 1)}} = \frac{k_1 T_4 p + k_1}{T_1 T_4 p^2 + (T_4 + T_1)p + 1 + k_1 k_4}. \quad (4.2)$$

Цепь обратной связи представлена одним динамическим пропорциональным звеном K_{oc} .

Для получения передаточной функции разомкнутой САУ по задающему воздействию в структурной схеме выполняется размыкание канала обратной связи $Y_{oc}(p)$ на сумматоре у задающего воздействия при отсутствии возмущения $F(p) = 0$. После этого структурная схема нескорректированной САУ примет вид, показанный на рисунке 4.3.

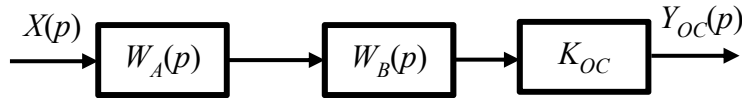


Рисунок 4.3 – Структурная схема разомкнутой нескорректированной САУ

Передаточная функция разомкнутой исходной системы равна

$$W_{ph}(p) = \frac{Y_{oc}(p)}{X(p)} = W_A(p) \cdot W_B(p) \cdot K_{oc}. \quad (4.3)$$

Передаточная функция замкнутой САУ по задающему воздействию определяется при отсутствии возмущения $F(p) = 0$ (рисунок 4.4).

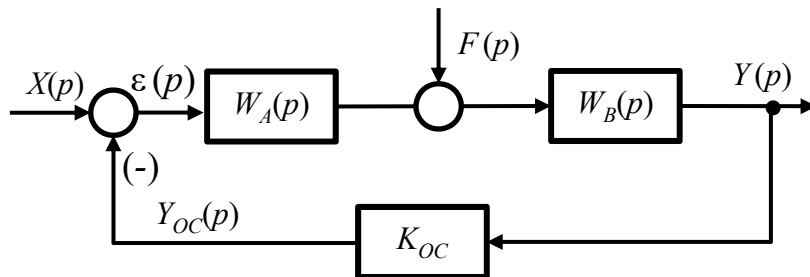


Рисунок 4.4 – Структурная схема ПФ по задающему воздействию

$$W_{zn}(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{W_A(p) \cdot W_B(p)}{1 + W_A(p) \cdot W_B(p) \cdot K_{oc}}. \quad (4.4)$$

Передаточная функция замкнутой САУ по возмущающему воздействию определяется при отсутствии задания $X(p) = 0$ на основе структурной схемы САУ (рисунок 4.5).

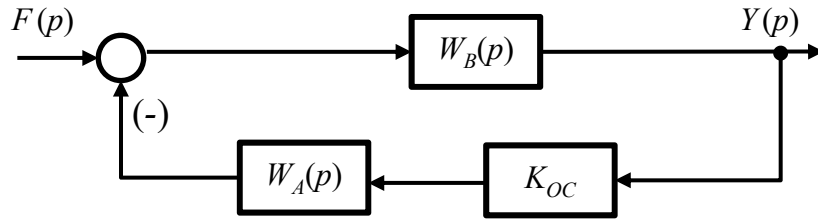


Рисунок 4.5 – Структурная схема ПФ по возмущению

$$W_{\text{нф}}(p) = \frac{Y(p)}{F(p)} = \frac{W_B(p)}{1 + W_A(p) \cdot W_B(p) \cdot K_{OC}}. \quad (4.5)$$

Передаточная функция САУ по ошибке от задающего воздействия определяется при отсутствии возмущения $F(p) = 0$ на основе следующей структурной схемы САУ (рисунок 4.6).

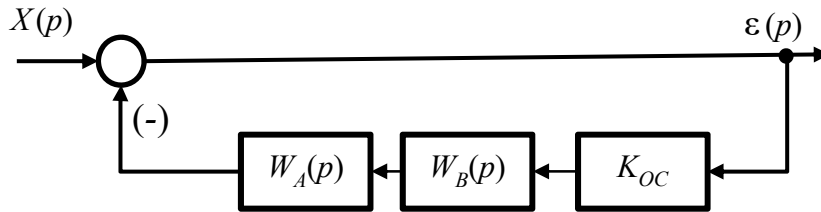


Рисунок 4.6 – Структурная схема ПФ по ошибке от задания

$$W_{\text{ндх}}(p) = \frac{\varepsilon(p)}{X(p)} = \frac{1}{1 + W_A(p) \cdot W_B(p) \cdot K_{OC}}. \quad (4.6)$$

ПФ замкнутой САУ по ошибке от возмущающего воздействия определяется при отсутствии задания $X(p) = 0$ на основе следующей структурной схемы (рисунок 4.7).

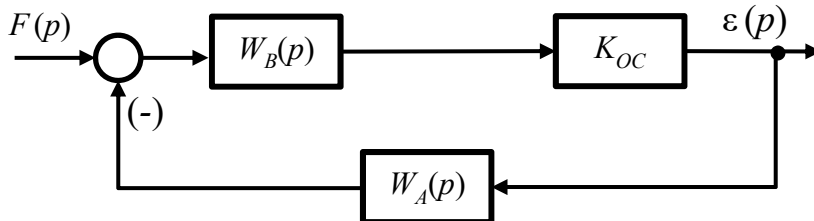


Рисунок 4.7 – Структурная схема ПФ по ошибке от возмущения

$$W_{\text{ндxf}}(p) = \frac{\varepsilon(p)}{F(p)} = \frac{W_B(p) \cdot K_{OC}}{1 + W_A(p) \cdot W_B(p) \cdot K_{OC}}. \quad (4.7)$$

5 Исследование нескорректированной САУ на устойчивость

Устойчивость является одним из необходимых условий, обеспечивающих нормальную работоспособность автоматических систем.

Устойчивость – свойство системы возвращаться в первоначальное состояние после прекращения воздействия, выведшего её из этого состояния. Признаком устойчивости САУ является существование установившегося состояния. Неустойчивая система не возвращается в исходное состояние, а непрерывно удаляется от него. Причинами неустойчивости могут быть инерционность элементов и большой коэффициент передачи разомкнутой системы, так как многократно усиленное рассогласование, возвращающееся по цепи обратной связи на вход системы, не успевает из-за запаздывания в инерционных элементах отрабатываться.

Оценка устойчивости по корням характеристического уравнения.

Необходимое и достаточное условие устойчивости линейных САУ формулируется в теореме Ляпунова:

- если характеристическое уравнение САУ имеет все корни с отрицательной действительной частью, то система устойчива;
- если хотя бы один корень имеет положительную действительную часть, то САУ неустойчива.

Для определения устойчивости полученной системы необходимо из выражения ПФ замкнутой или разомкнутой системы, имеющей общий вид

$$W(p) = \frac{N(p)}{D(p)} = \frac{b_0 \cdot p^m + b_1 \cdot p^{m-1} + b_2 \cdot p^{m-2} + \dots + b_{m-1} \cdot p + b_m}{a_0 \cdot p^n + a_1 \cdot p^{n-1} + a_2 \cdot p^{n-2} + \dots + a_{n-1} \cdot p + a_n}, \quad (5.1)$$

где $N(p)$ – полином числителя ПФ;

$D(p)$ – полином знаменателя ПФ;

m – порядок полинома числителя ПФ;

n – порядок полинома знаменателя ПФ ($n \geq m$ – для технически реализуемых САУ);

$a_0 \dots a_n$ – коэффициенты полинома знаменателя;

$b_0 \dots b_n$ – коэффициенты полинома числителя,

выделить знаменатель и приравнять его к нулю. Полученное уравнение есть характеристическое уравнение САУ.

$$D(p) = a_0 \cdot p^n + a_1 \cdot p^{n-1} + a_2 \cdot p^{n-2} + \dots + a_{n-1} \cdot p + a_n = 0. \quad (5.2)$$

Все передаточные функции замкнутой САУ, полученные на основе схемы рисунка 4.2, должны иметь одинаковое характеристическое уравнение.

Корни характеристического уравнения системы могут быть вещественными, комплексно сопряженными, мнимыми.

Оценка устойчивости по критерию Гурвица.

На основании передаточной функции замкнутой САУ записывается характеристическое уравнение (5.2) замкнутой нескорректированной системы:

$$D(p) = a_0 \cdot p^n + a_1 \cdot p^{n-1} + a_2 \cdot p^{n-2} + \dots + a_{n-1} \cdot p + a_n = 0.$$

Из характеристического уравнения составляется матрица Гурвица, которая в общем случае порядка n имеет следующий вид:

$$\Delta_n = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & \dots & 0 \\ a_0 & a_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & a_n \end{vmatrix}. \quad (5.3)$$

Чтобы система была устойчива, необходимо и достаточно, чтобы все коэффициенты характеристического уравнения и все n главных диагональных миноров матрицы Гурвица были положительны. Число определителей Гурвица равно порядку характеристического уравнения n . Критерий Гурвица применяют при $n \leq 5$.

Если хотя бы один определитель меньше нуля, то система является неустойчивой. Если хотя бы один определитель равен нулю, а остальные больше нуля, то система является нейтральной.

Для определения значения критического коэффициента $K_{кр}$ системы достаточно воспользоваться предпоследним определителем и, приравняв его к нулю, найти значение $K_{кр}$.

Оценка устойчивости по критерию Михайлова.

Из выражения знаменателя ПФ замкнутой системы записывается характеристическое уравнение нескорректированной САУ:

$$D(p) = a_0 \cdot p^n + a_1 \cdot p^{n-1} + a_2 \cdot p^{n-2} + \dots + a_{n-1} \cdot p + a_n = 0.$$

Производится замена $p = j\omega$ и выделяются вещественная $U(\omega)$ и мнимая $V(\omega)$ слагаемые.

$$M(j\omega) = a_0 \cdot (j\omega)^n + a_1 \cdot (j\omega)^{n-1} + a_2 \cdot (j\omega)^{n-2} + \dots + a_{n-1} \cdot (j\omega) + a_n = \\ = U(\omega) + jV(\omega). \quad (5.4)$$

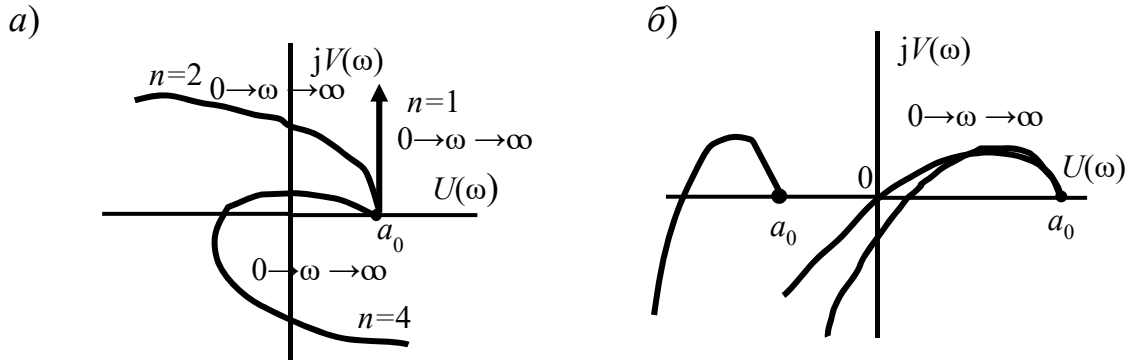
Задаваясь значением частоты ω от 0 до $+\infty$, определяются значения действительной и мнимой составляющих годографа Михайлова, соответствующие точки которого строятся на комплексной плоскости.

Для того чтобы САУ была устойчивой, необходимо и достаточно выполнение следующих условий:

– при $\omega = 0$ годограф кривой Михайлова должен начинаться на положительной вещественной оси;

– при изменении частоты ω от 0 до ∞ годограф кривой Михайлова должен поочередно, нигде не обращаясь в ноль, в положительном (против часовой стрелки) направлении пройти n квадрантов (рисунок 5.1, а).

Если годограф кривой Михайлова при конкретной частоте, не равной нулю, проходит через начало координат, то система является нейтральной. Годограф неустойчивой системы начинается на отрицательной полуоси и не соблюдается порядок обхода квадрантов (рисунок 5.1, б).



а – устойчивая система; б – неустойчивая система

Рисунок 5.1 – Годограф Михайлова для различных систем

Критерий устойчивости Найквиста.

Данный критерий позволяет судить об устойчивости замкнутой системы по амплитудно-фазовой частотной характеристике или по логарифмическим частотным характеристикам разомкнутой системы [1].

Существует два подхода к оценке устойчивости системы.

САУ устойчива в замкнутом состоянии, если годограф АФЧХ устойчивой разомкнутой не охватывает точки с координатами $(-1, j0)$ на комплексной плоскости. Если годограф АФЧХ разомкнутой системы проходит через точку с координатами $(-1; j0)$, то система в замкнутом состоянии является нейтральной, т. е. находится на границе устойчивости.

Если система в разомкнутом состоянии является неустойчивой или нейтральной, то для того, чтобы она была устойчивой в замкнутом состоянии, необходимо и достаточно, чтобы годограф АФЧХ разомкнутой системы охватывал точку с координатами $(-1; j0)$ в положительном направлении $K/2$ раз, где K – количество правых корней разомкнутой системы.

Критерий Найквиста для ЛАЧХ и ЛФЧХ.

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика строится на основании выражения $L(\omega) = 20 \lg A(\omega)$.

Замкнутая система устойчива, если для характеристик соответствующей ей разомкнутой системы выполняются два условия:

1) при частоте, равной частоте среза САУ ω_{cp} , модуль фазочастотной характеристики меньше 180 град: $|\varphi(\omega_{cp})| < 180^\circ$;

2) частоте, равной ω_π , значение ЛАЧХ меньше нуля: $L(\omega_\pi) < 0$ при $\omega_{cp} < \omega_\pi$.

Если указанные частоты совпадают, то система находится на границе устойчивости ($\omega_{cp} = \omega_\pi$).

Частотой среза САУ называется частота, при которой ЛАЧХ системы пересекает ось частот, т. е. $L(\omega_{cp}) = 0$.

Если ЛАЧХ системы вообще не пересекает ось частот, т. е. $L(\omega) \neq 0$ ни при каких значениях ω , то у такой системы нет частоты среза. Аналогично, если ФЧХ системы ни при каких значениях частоты не принимает значение -180° , то данная САУ не характеризуется параметром ω_π . В этих случаях для оценки устойчивости следует выбрать другие критерии.

На рисунке 5.2 показано, как по графикам ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой САУ определить частоты ω_{cp} и ω_π .

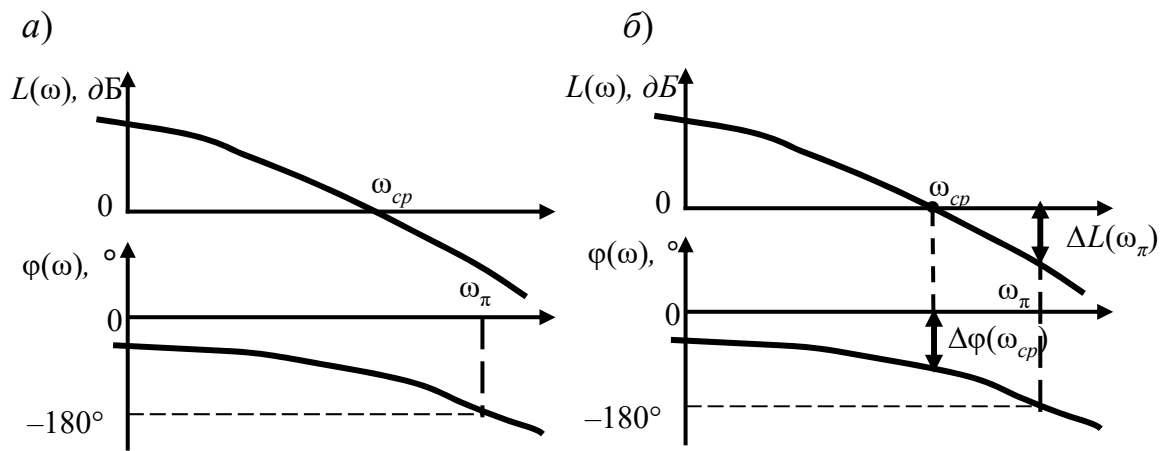


Рисунок 5.2 – Определение частоты ω_c и ω_π и запасов устойчивости

В точке частоты среза значение разности ЛФЧХ до -180° ($-\pi$) является запасом устойчивости САУ по фазе: $|-180^\circ - \varphi(\omega_{cp})|$.

В точке пересечения ЛФЧХ со значением -180° ($-\pi$) значение ЛАЧХ по модулю является запасом устойчивости САУ по амплитуде: $|L(\omega_\pi)|$.

Для удовлетворительного качества регулирования должны выполняться следующие условия: $\Delta L(\omega_\pi) \geq 10 \dots 15$ дБ, $\Delta \varphi(\omega_{cp}) \geq 30^\circ \dots 60^\circ$. Стоит отметить, что чем больше запасы устойчивости, тем лучше качество переходного процесса: меньше колебательность и перерегулирование. Так, при запасах устойчивости по фазе $\Delta \varphi = 37^\circ$ перерегулирование составляет 44 %, а при $\Delta \varphi = 63^\circ$ – 4,3 %.

В пояснительной записке необходимо сделать вывод об устойчивости либо неустойчивости САУ, привести программу расчета и графики годографа Михайлова и Найквиста с использованием среды моделирования MATLAB. Построить частотные характеристики разомкнутой системы: (логарифмическую амплитудно-частотную (ЛАЧХ); фазовую (ЛФЧХ); амплитудно-фазовую (АФЧХ).

При этом передаточную функцию разомкнутой системы представить в виде произведения ПФ отдельных динамических звеньев, произведя необходимые преобразования, а затем использовать правила построения асимптотических частотных характеристик для последовательного соединения звеньев. Правильность построения асимптотических характеристик подтвердить расчетами на ЭВМ.

6 Построение переходных характеристик

Однозначно определить устойчивость системы можно по виду ее переходного процесса: затухающий переходной процесс (сходящийся к некоторой постоянной) соответствует устойчивой системе, расходящийся (стремящийся в бесконечность) – неустойчивой.

По структурной схеме системы или ее передаточным функциям, используя программный комплекс MATLAB–Simulink, рассчитывается переходная функция САУ $h(t)$ при воздействии на вход системы единичного ступенчатого сигнала $g(t) = 1(t)$. Графики переходного процесса по задающему и возмущающему воздействию строятся в таком диапазоне времени t , когда величина $h(t)$ не будет отличаться от $h_{уст}$ более чем на 2 %...5 %, где $h_{уст}$ – значение выходного сигнала в установившемся режиме (рисунок 6.1).

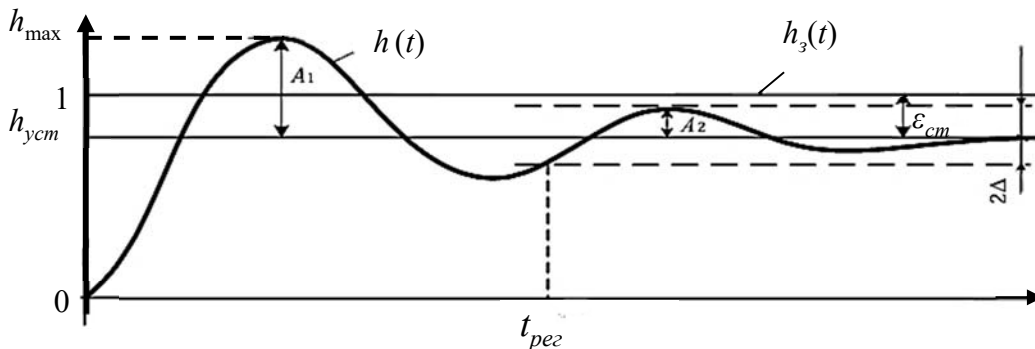


Рисунок 6.1 – Переходная характеристика объекта управления по задающему воздействию

По полученному графику переходной функции $h(t)$ определяются показатели качества переходного процесса:

- время регулирования $t_{рег}$, с – определяется как интервал времени от начала переходной функции до момента, когда отклонение регулируемой величины от ее нового установившегося значения становится меньше определенной, достаточно малой величины Δ ;
- перерегулирование

$$\sigma = \frac{h_{max} - h_{уст}}{h_{уст}} 100 \%, \quad (6.1)$$

где h_{max} – максимальное значение регулируемой величины в переходном процессе;
 $h_{уст}$ – установившееся значение регулируемой величины;
 – статическая ошибка

$$\varepsilon_{СТ} = h_3 - h_{уст}, \quad (6.2)$$

где h_3 – заданное значение регулируемой величины.

В большинстве случаев считается, что качество системы является приемлемым, если величина перерегулирования не превышает 10 %...30 %, но иногда требуется, чтобы переходной процесс протекал вообще без перерегулирования, т. е. был монотонным, или с перерегулированием 50 %...70 %.

7 Синтез регулятора методом ЛАХ

Процедура синтеза корректирующего устройства осуществляется с помощью асимптотических логарифмических частотных характеристик. Как правило, наиболее целесообразно включать корректирующее устройство в цепь сигнала ошибки.

Обычно считают, что скорректированная система должна иметь следующие показатели переходного процесса при единичном ступенчатом изменении управляющего воздействия: перерегулирование $\sigma = 20 \% \dots 30 \%$, длительность переходного процесса $t_{рег.}$.

При синтезе системы с последовательным включением корректирующего устройства необходим следующий порядок действий:

- известными методами построить логарифмическую амплитудную характеристику исходной (некорректированной) системы $L_{НСК}(\omega)$;
- по требуемым показателям точности и качества системы построить логарифмическую амплитудную характеристику желаемой (скорректированной) системы $L_{Ж}(\omega)$;
- графически вычесть ЛАХ исходной (некорректированной) системы из ЛАХ скорректированной системы $L_{Ж}(\omega) - L_{НСК}(\omega)$ и получить ЛАХ последовательного корректирующего устройства $L_{КУ}(\omega)$;
- упростить ЛАХ корректирующего устройства так, чтобы можно было легче реализовать это звено;
- по полученной ЛАХ $L_{КУ}(\omega)$ корректирующего устройства и сопрягающим частотам в соответствии с таблицей типовых корректирующих звеньев определить его тип, а также подобрать наиболее простое в техническом отношении корректирующее устройство и определить его параметры.

Построение желаемой ЛАЧХ И ЛФЧХ системы.

Желаемая логарифмическая характеристика разомкнутой системы строится на основе требований, предъявляемых к проектируемой системе: требуемый коэффициент усиления, порядок астатизма системы, допустимое время переходного процесса, допустимая величина перерегулирования.

Низкочастотная часть амплитудной характеристики определяется коэффициентом усиления разомкнутой системы k_v и порядком ее астатизма ν . При этом желаемая ЛАХ представляется прямой, соответствующей уравнению

$$L_{ЖС}(\omega) = 20 \cdot \lg k_v - \nu \cdot 20 \cdot \lg \omega.$$

Для статических систем низкочастотный участок ЛАХ должен быть горизонтальным до первой точки сопряжения и с учетом заданной статической

ошибки должен отстоять от оси частот на величину $20 \cdot \lg k_v$.

Для астатических систем наклон низкочастотного участка ЛАХ равен $-v \cdot 20$ дБ/дек, где v – порядок астатизма системы, поэтому в низкочастотной области наклон желаемой характеристики должен составлять $-v \cdot 20$ дБ/дек.

Частотный интервал низкочастотной части характеристики лежит в пределах ЛАЧХ от минимальных начальных частот до частоты первого сопряжения аппроксимированной характеристики.

Указанный начальный отрезок характеристики должен переходить через точку с ординатой, равной $20 \cdot \lg k_v$, и абсциссой $\omega = 1$, т. е. эта часть должна совпадать с низкочастотной частью исходной системы для упрощения корректирующих средств. Следовательно, для построения низкочастотной асимптоты желаемой ЛАХ (рисунок 7.1) нужно через точку $A[\omega = 1 \text{ рад/с}; L = 20 \cdot \lg k_v \text{ дБ}]$ или $B[\omega = \sqrt[v]{k_v} \text{ рад/с}; 0 \text{ дБ}]$ провести прямую с наклоном $-v \cdot 20$ дБ/дек. Ордината АС определяет коэффициент усиления в синтезируемой системе регулирования.

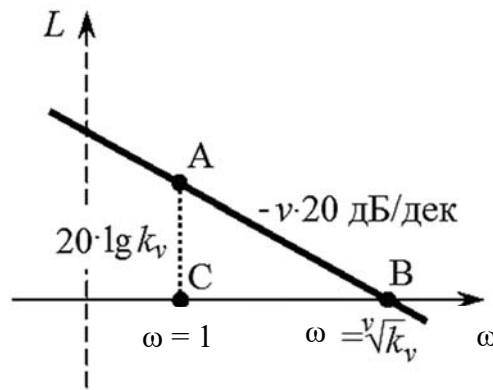


Рисунок 7.1 – Построение низкочастотной ЛАЧХ

Среднечастотная часть амплитудной характеристики является наиболее существенной частью характеристики, т. к. ее вид определяет в основном качество переходного процесса системы. Синтез в данном случае состоит в определении частоты среза ω_{cp} , наклона и протяженности среднечастотной ЛАХ. Наклон желаемой ЛАХ в районе частоты среза выбирается равным -20 дБ/дек, а частота среза определяется требуемым временем переходного процесса и допустимым перерегулированием.

Для нахождения частоты среза пользуются номограммой В. В. Солодовникова [11], показанной на рисунке 7.2.

Если задано перерегулирование σ , то, используя график зависимости $\sigma \%$ ($P_{\max}$), определяется параметр $P_{\max}$ и соответствующее ему время регулирования

$t_{рег}^* = \frac{n \cdot \pi}{\omega_{\Pi}}$ в относительных единицах. Отсюда по заданному времени регулиро-

вания находится частота положительности $\omega_{\Pi} = \frac{n \cdot \pi}{t_{рег}^*}$. Частота среза ω_{cp} желаемой ЛАХ $\omega_{cp} = (0,6...0,9) \cdot \omega_{\Pi}$.

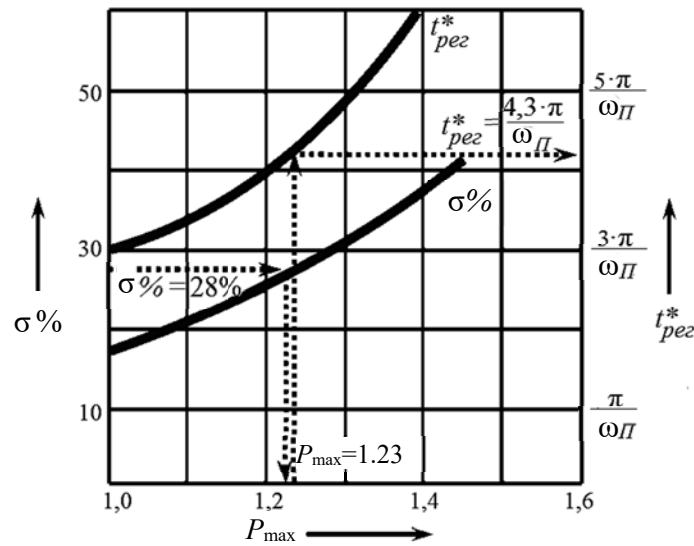


Рисунок 7.2 – Графики зависимостей $\sigma\%$ ($P_{\max}$), $t_{\text{рег}}^*$ ($P_{\max}$)

Среднечастотный участок желаемой ЛАХ проводится влево и вправо от частоты среза до достижения модулей запаса по амплитуде, равных ΔL (рисунок 7.3). Чем больше протяженность участка с наклоном -20 дБ/дек, тем больше запас устойчивости, т. е. выше качество переходного процесса.

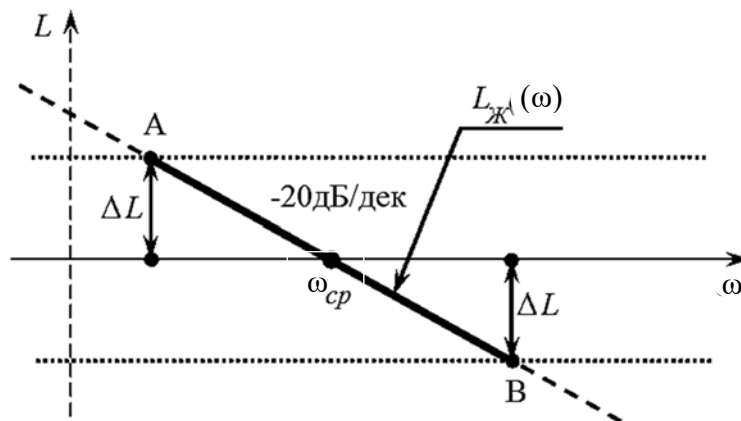


Рисунок 7.3 – Построение среднечастотного участка желаемой ЛАХ

Требуемая величина ΔL определяется по графику, представленному на рисунке 7.4.

Сопряжение центрального отрезка ЛАЧХ с низкочастотной частью производится прямой с наклоном -40 дБ/дек и -60 дБ/дек в высокочастотной части. При построении желаемой ЛАЧХ желательно, чтобы она как можно меньше отличалась от исходной ЛАЧХ. Это необходимо для упрощения корректирующих средств. При формировании желаемой ЛАЧХ можно увеличить, если это необходимо для совпадения асимптот, запасы по модулю т. к. такое увеличение только повысит качество системы.

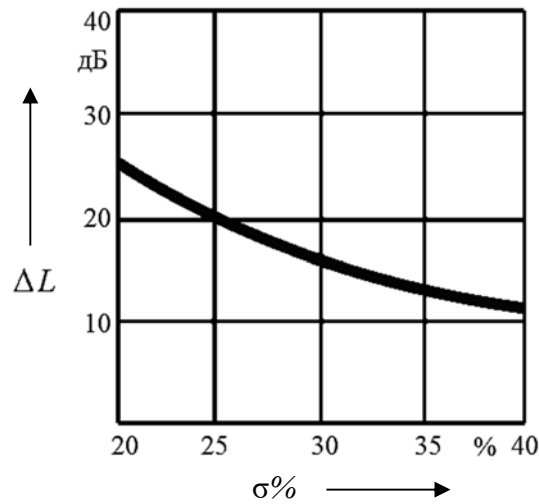


Рисунок 7.4 – Вспомогательная кривая $\Delta L(\sigma\%)$

В области высоких частот необходимо стремиться к тому, чтобы желаемая характеристика по возможности меньше отличалась от существующей, а наклон сопрягающих прямых по отношению к характеристике исходной системы был бы постоянен. Это дает наиболее простую переда точную функцию корректирующего устройства, которую физически будет нетрудно осуществить.

Выбор корректирующего устройства с помощью ЛАЧХ.

Для обеспечения требуемых динамических показателей к системе применяются следующие виды коррекции: последовательная, параллельная и смешанная. Каждый из этих видов коррекции имеет недостатки и достоинства.

ЛАЧХ последовательного корректирующего устройства строится путем графического вычитания из желаемой ЛАЧХ реальной частотной характеристики, как показано для примера на рисунке 7.5.

Целесообразно графически упростить найденную характеристику, чтобы получить технически просто реализуемое устройство.

По виду ЛАЧХ корректирующего устройства определяют его передаточную функцию:

$$W_{KV}(p) = \frac{\left(\frac{1}{\omega_2} p + 1\right) \cdot \left(\frac{1}{\omega_3} p + 1\right)}{\left(\frac{1}{\omega_1} p + 1\right) \cdot \left(\frac{1}{\omega_4} p + 1\right)}.$$

Значения частот $\omega_1 \dots \omega_4$ находятся из графических построений.

По виду ЛАЧХ необходимо по таблицам [12] подобрать схему и параметры корректирующего звена последовательного типа. В случае необходимости последовательное звено может быть пересчитано на эквивалентное параллельное звено или эквивалентную обратную связь по формулам. Применение параллельной или последовательной коррекции зависит от свойств исходной системы и

требований к ней. В некоторых случаях поставленная задача решается с помощью смешанной коррекции.

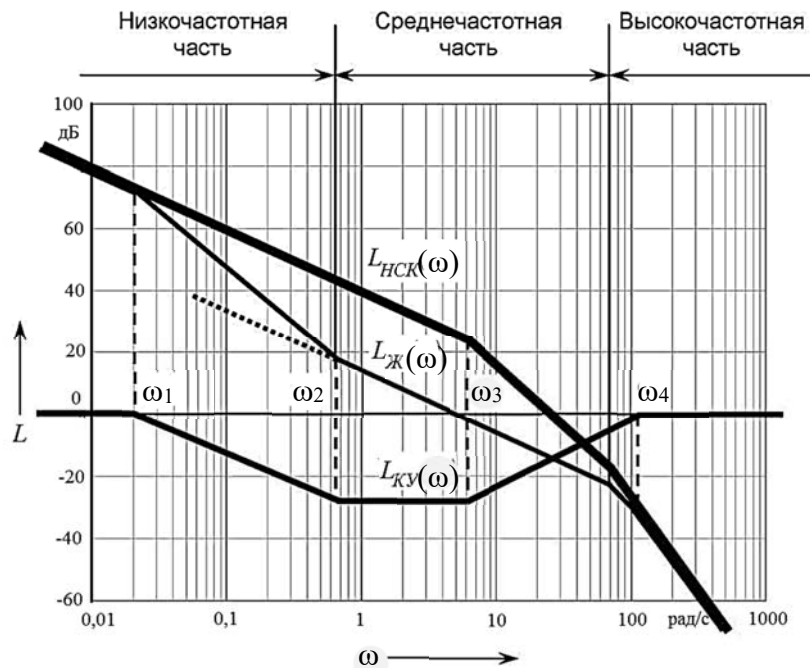


Рисунок 7.5 – Определение ЛАХ корректирующего устройства

Рассмотрим этот вопрос, например, для корректирующего звена с передаточной функцией

$$W_{K3}(p) = \frac{(0,1p + 1)}{(0,033p + 1)}.$$

Звено интегрирующе-дифференцирующее, постоянная времени числителя больше постоянной времени знаменателя. Выбираем схему электрическую принципиальную корректирующего звена (КЗ), описываемую такой передаточной функцией [9]. Схема КЗ приведена на рисунке 7.6.

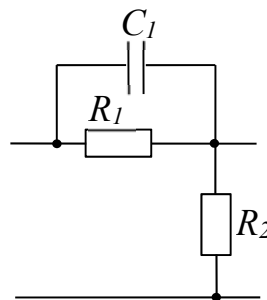


Рисунок 7.6 – Схема электрическая принципиальная корректирующего звена

В курсовой работе необходимо вывести передаточную функцию этого звена. В результате вывода получаем

$$W_{K3}(p) = \frac{(T_1 p + 1)}{(T_2 p + 1)}.$$

Элементы схемы и параметры передаточной функции звена определяются следующими соотношениями:

$$k = \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad T_1 = R_1 \cdot C_1; \quad T_2 = \frac{R_2 \cdot R_1 \cdot C_1}{R_1 + R_2}.$$

Числовые значения коэффициента передачи и постоянных времени звена должны быть $k = 1$, $T_1 = 0,1$ с, $T_2 = 0,033$ с.

Задаемся значением входного сопротивления цепочки $R_1 = 10$ кОм, которое выбирается в диапазоне 5...10 кОм, что соответствует входным и выходным сопротивлениям нагрузки, применяемым в электроприводах усилителей и преобразователей.

Числовое значение емкости конденсатора C_1 , мкФ, рассчитываем как

$$C_1 = \frac{T_1}{R_1} = \frac{0,1}{10000} = 10 \cdot 10^{-6}.$$

Определяем значение сопротивления R_2 .

$$T_2 = \frac{R_2 \cdot R_1 \cdot C_1}{R_1 + R_2}.$$

Откуда

$$R_2 = \frac{T_2 \cdot R_1}{T_1 - T_2} = \frac{0,033 \cdot 10 \cdot 10^3}{0,01 - 0,033} = 4,92 \cdot 10^3.$$

В результате расчетов значения элементов корректирующей цепочки будут следующими: $R_1 = 10$ кОм, $R_2 = 5$ кОм, $C_1 = 10$ мкФ.

Полученные значения подпадают под номинальные значения ряда сопротивлений и конденсаторов, установленных ГОСТ 23456–72. В случае, если полученные значения сопротивлений и конденсаторов не соответствуют установленным ГОСТом значениям, то берется ближайшее значение и определяются фактические значения постоянных времени звена. Приводится относительное процентное отклонение постоянных времени и коэффициента передачи от расчетных.

Определяем коэффициент передачи корректирующего звена:

$$k = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{5 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3 + 5 \cdot 10^3} = 0,33.$$

Так как фактический коэффициент передачи полученного звена $k_\phi = 0,33$ не совпадает с требуемым значением $k_p = 1$, то коэффициент передачи прямого тракта контура умножается на соответствующее значение k_d , определяемое из условия

$$k_p = k_\Phi \cdot k_d.$$

Откуда

$$k_d = \frac{k_p}{k_\Phi} = \frac{1}{0,33} = 3,3.$$

Для компенсации ослабления сигнала, вносимого пассивным корректирующим звеном, вводится дополнительный усилитель или поднимается на соответствующую величину коэффициент передачи одного из звеньев прямого тракта.

В теории проектирования САУ широкое применение получили методы последовательной коррекции под названием «стандартные настройки» (СН):

– настройка на оптимум по модулю (ОМ) или «модульный» (технический) оптимум (МО);

– настройка на симметричный оптимум (СО).

Настройка на «модульный» оптимум обычно используется для многоконтурных систем управления с подчиненным регулированием, когда один из регуляторов вырабатывает задающие воздействия для второго, стоящего во внутреннем контуре. При этом каждый контур настраивается индивидуально, и параметры регулятора определяются оптимизацией каждого контура.

Передаточная функция разомкнутого контура регулирования, настроенного на «модульный» оптимум, имеет вид

$$W_{pкМО}(p) = \frac{1}{2T_\mu p(T_\mu p + 1)} = \frac{1}{2T_\mu^2 p^2 + 2T_\mu p}, \quad (7.1)$$

а передаточная функция замкнутого контура –

$$\Phi_{МО}(p) = \frac{\frac{1}{2T_\mu p(T_\mu p + 1)}}{1 + \frac{1}{2T_\mu p(T_\mu p + 1)}} = \frac{1}{T^2 p^2 + 2\varepsilon T p + 1}. \quad (7.2)$$

Передаточная функция замкнутого контура соответствует устойчивому колебательному звену с коэффициентом передачи $k = 1$ и постоянной времени $T = T_\mu \sqrt{2}$, важнейшей характеристикой которого является коэффициент затухания $\varepsilon = \frac{\sqrt{2}}{2}$.

При настройке по «модульному» оптимуму САУ эквивалентна системе, состоящей из инерционного звена первого порядка с передаточным коэффициентом $k = 1$ и постоянной времени T_μ , интегрирующего звена с постоянной интегрирования $2T_\mu$ и единичной обратной связью.

Оптимизация системы по «модульному» оптимуму требует, чтобы постоянная времени разомкнутого контура регулирования T_μ была в 2 раза больше

постоянной интегрирования. На рисунке 7.7 показана логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ) соответствующего разомкнутого контура, а на рисунке 7.8 – переходная характеристика замкнутого контура.

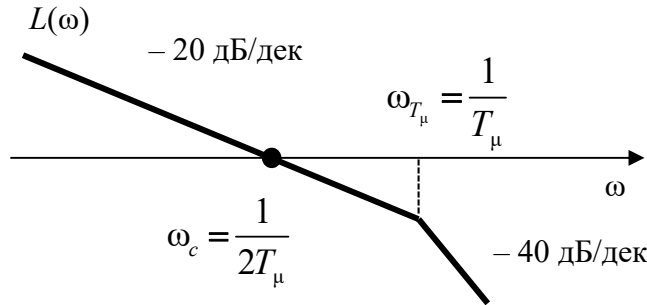


Рисунок 7.7 – Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика разомкнутого контура, оптимизированного по модульному оптимуму

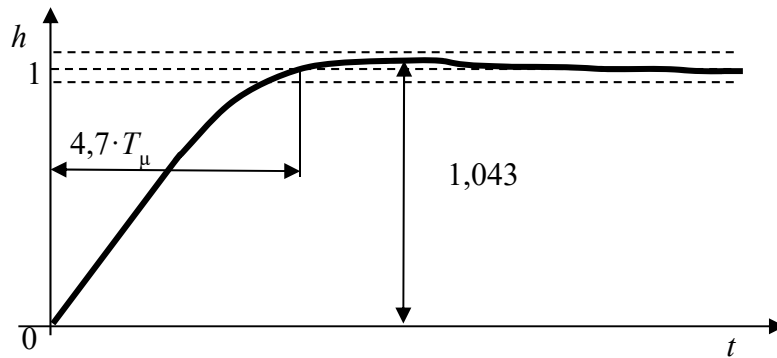


Рисунок 7.8 – Переходная характеристика контура, оптимизированного по «модульному» оптимуму

Асимптотическая ЛАЧХ разомкнутой системы имеет вид 1–2. При этом частота среза ω_c находится на участке с наклоном -20 дБ/дек и определяется

как $\omega_c = \frac{1}{2T_\mu}$, а наклон -20 дБ/дек сохраняется после этого еще на интервале в

одну октаву. Если начальные условия нулевые, а задающее воздействие изменяется скачком, то в результате решения дифференциального уравнения, соответствующего передаточной функции замкнутого контура, получается следующее выражение для переходной функции:

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{2T_\mu}} \left(\cos \frac{t}{2T_\mu} + \sin \frac{t}{2T_\mu} \right). \quad (7.3)$$

Время нарастания регулируемой величины до установившегося значения составляет $t_n = 4,71 T_\mu$, перерегулирование $\sigma = 4,33 \%$, время первого согласования $t = 4,7T_\mu$ время регулирования (т. е. вхождения регулируемой величины

в область значений, отличающихся от установившегося не более чем на $\pm 5\%$) $t_{pez} = 4,15 \cdot T_\mu$.

Настройка на «симметричный» оптимум. С целью повышения порядка астатизма контура до второго применяется (обычно в контуре регулирования скорости) другая типовая настройка, так называемый «симметричный» оптимум.

Передаточная функция разомкнутого контура в этом случае имеет вид

$$W_{co}(p) = \frac{4T_\mu p + 1}{8T_\mu^2 p^2 (T_\mu p + 1)} \quad (7.4)$$

и, соответственно, передаточная функция замкнутого контура

$$\Phi_{co}(p) = \frac{\frac{4T_\mu p + 1}{8T_\mu^2 p^2 (T_\mu p + 1)}}{1 + \frac{4T_\mu p + 1}{8T_\mu^2 p^2 (T_\mu p + 1)}} = \frac{4T_\mu p + 1}{8T_\mu^2 p^2 (T_\mu p + 1) + 4T_\mu p + 1} = \frac{4T_\mu p + 1}{8T_\mu^3 p^3 + 8T_\mu^2 p^2 + 4T_\mu p + 1}. \quad (7.5)$$

Настройке по «симметричному» оптимуму соответствует ЛАЧХ разомкнутой системы типа 2–1–2, в которой сопрягающие частоты

$$\omega_{c1} = \frac{1}{4T_\mu}, \quad \omega_{c2} = \frac{1}{T_\mu} \quad (7.6)$$

расположены симметрично от частоты среза $\omega_c = \frac{1}{2T_\mu}$. Этим обуславливается

наименование данного способа настройки. Запас по фазе контура, оптимизированного по «симметричному» оптимуму, составляет $\Delta\varphi(\omega) = 37^\circ$.

На рисунке 7.9 показаны ЛАЧХ $L(\omega)$ и ФЧХ $\varphi(\omega)$ разомкнутого контура, настроенного по «симметричному» оптимуму.

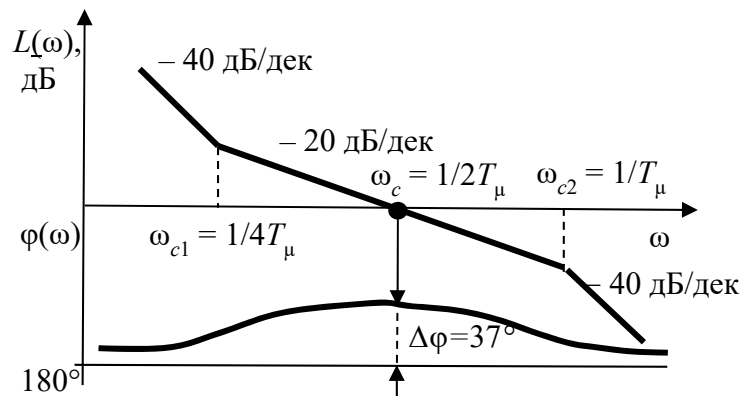


Рисунок 7.9 – ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутого контура, оптимизированного по «симметричному» оптимуму

Если решить дифференциальное уравнение, соответствующее выражению $\Phi_{co}(p) = \frac{4T_\mu p + 1}{8T_\mu^3 p^3 + 8T_\mu^2 p^2 + 4T_\mu p + 1}$, то выражение для переходной функции будет иметь вид

$$h(t) = 1 + e^{-\frac{t}{2T_\mu}} - 2e^{-\frac{t}{4T_\mu}} \cos \frac{t\sqrt{3}}{4T_\mu}, \quad (7.7)$$

График переходной функции, представленный в относительном времени t/T_μ , приведен на рисунке 7.10.

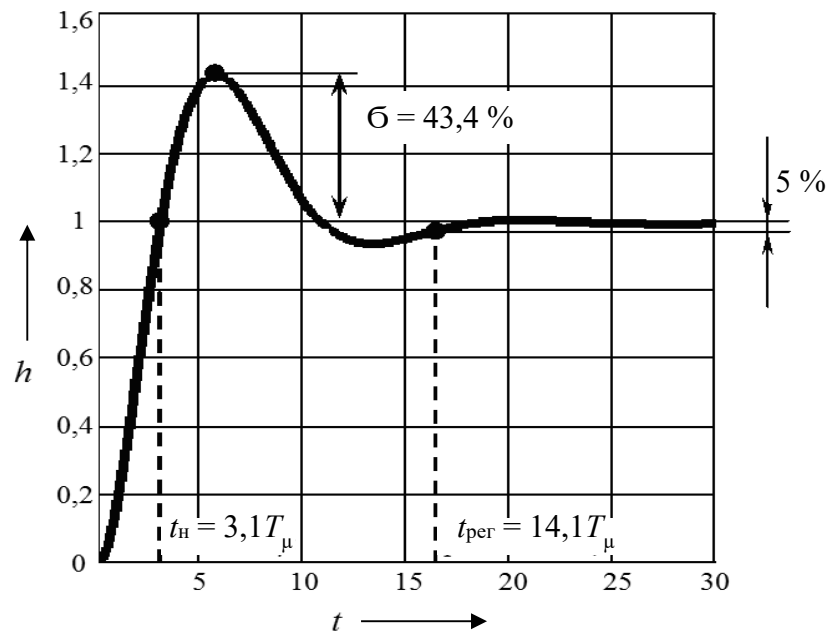


Рисунок 7.10 – Переходная функция контура, оптимизированного по «симметричному» оптимуму

Свойства контура, оптимизированного по «симметричному» оптимуму, также зависят лишь от суммы малых постоянных времени T_μ . Переходная функция такого контура (см. рисунок 7.10) характеризуется временем нарастания $t_n = 3,1 \cdot T_\mu$, перерегулированием $\sigma = 43,4 \%$ и временем регулирования $t_{рег} = 14,7 \cdot T_\mu$. Рассматривая функцию, следует отметить, что время первого достижения заданного значения t_n составляет $3,1 \cdot T_\mu$, т. е. меньше, чем при настройке из условия технического оптимума, но амплитуда первого перерегулирования составляет $\sigma = 43,4 \%$ при времени $t_{max} = 5,8 \cdot T_\mu$, т. е. значительно больше, чем при техническом оптимуме. Время окончательного вхождения в полосу допуска $\pm 5 \%$

$$t_{рег} = 14,7 \cdot T_\mu.$$

Список литературы

- 1 **Сеславин, А. И.** Теория автоматического управления. Линейные, непрерывные системы : учебник / А. И. Сеславин. – М. : ИНФРА-М, 2022. – 314 с.
- 2 **Ким, Д. П.** Теория автоматического управления : учебник и практикум / Д. П. Ким. – М. : Юрайт, 2025. – 309 с.
- 3 **Ягодкина, Т. В.** Теория автоматического управления : учебник и практикум / Т. В. Ягодкина, В. М. Беседин. – М. : Юрайт, 2025. – 461 с.
- 4 **Антимиров, В. М.** Системы автоматического управления: учеб. пособие / В. М. Антимиров; под науч. ред. В. В. Телицина. – М.: Юрайт, 2018. – 92 с.
- 5 **Жмудь, В. А.** Системы автоматического управления высшей точности: учеб. пособие для бакалавриата и магистратуры / В. А. Жмудь, А. В. Тайченачев. – 2-е изд., испр. и доп. – М.: Юрайт, 2018. – 211 с.
- 6 **Кудинов, Ю. И.** Теория автоматического управления (с использованием matlab-simulink): учеб. пособие / Ю. И. Кудинов, Ф. Ф. Пащенко. – 2-е изд., испр. и доп. – СПб.; М.; Краснодар: Лань, 2018. – 312 с.: ил.
- 7 **Поляков, К. Ю.** Теория автоматического управления для «чайников» / К. Ю. Поляков // Преподавание, наука и жизнь. – 2009. – 139 с.
- 8 **Сазонов, Г. Г.** Основы автоматического управления: учеб. пособие / Г. Г. Сазонов. – Старый Оскол: ТНТ, 2016. – 236 с.
- 9 **Анхимюк, В. Л.** Теория автоматического управления / В. Л. Анхимюк, О. Ф. Опейко, Н. Н. Михеев. – Мн.: Дизайн ПРО, 2000. – 351 с.
- 10 **Брюханов, В. Н.** Теория автоматического управления / В. Н. Брюханов, М. Г. Косов, С. П. Протопопов; под ред. Ю. М. Соломенцева. – 3-е изд., стер. – М. : Высш. шк., 2000. – 268 с.: ил.
- 11 Теория автоматического регулирования / под ред. В. В. Солодовникова. – М. : Машиностроение. 1967. – Кн. 1–3.
- 12 Справочное пособие по теории систем автоматического регулирования и управления / под ред. Е. А. Санковского. – Мн. : Выш. шк., 1973. – 584 с.

Приложение А (рекомендуемое)

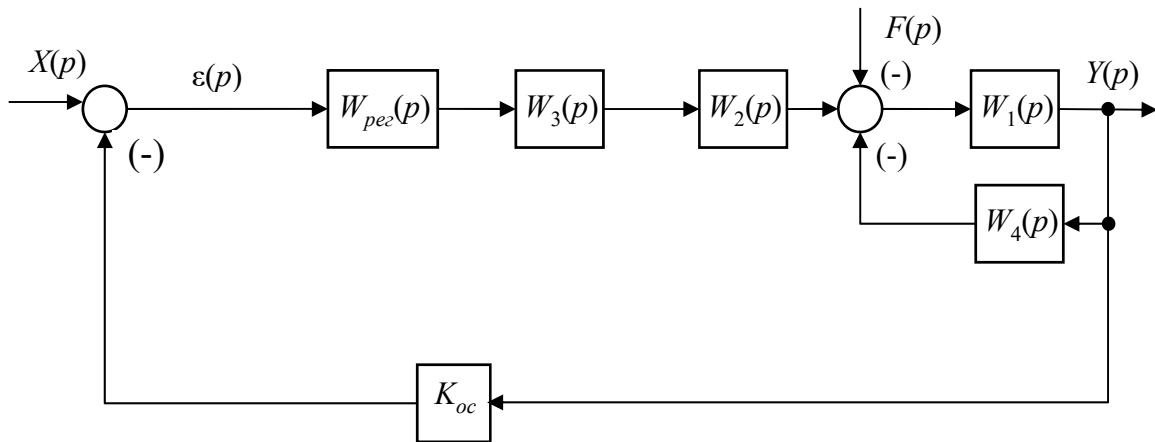


Рисунок А.1 – Вариант 1

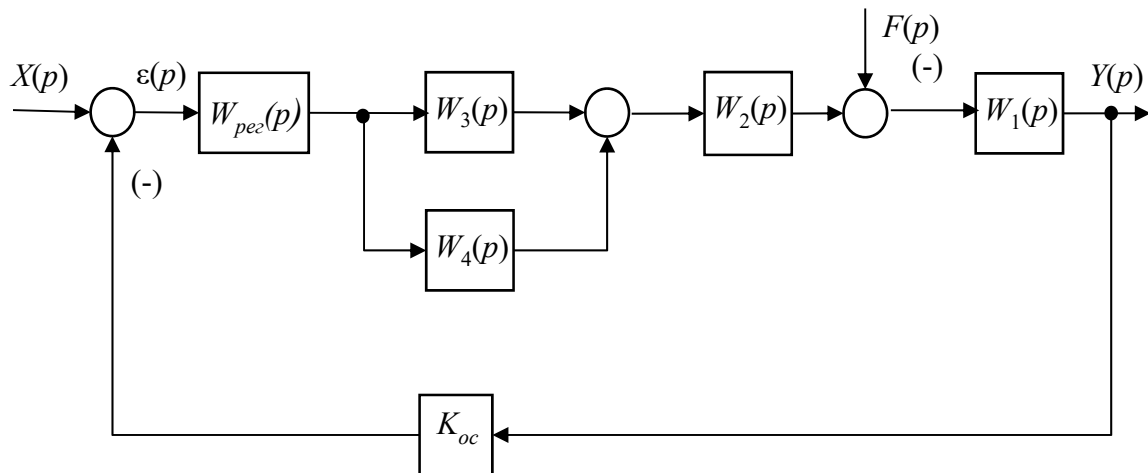


Рисунок А.2 – Вариант 2

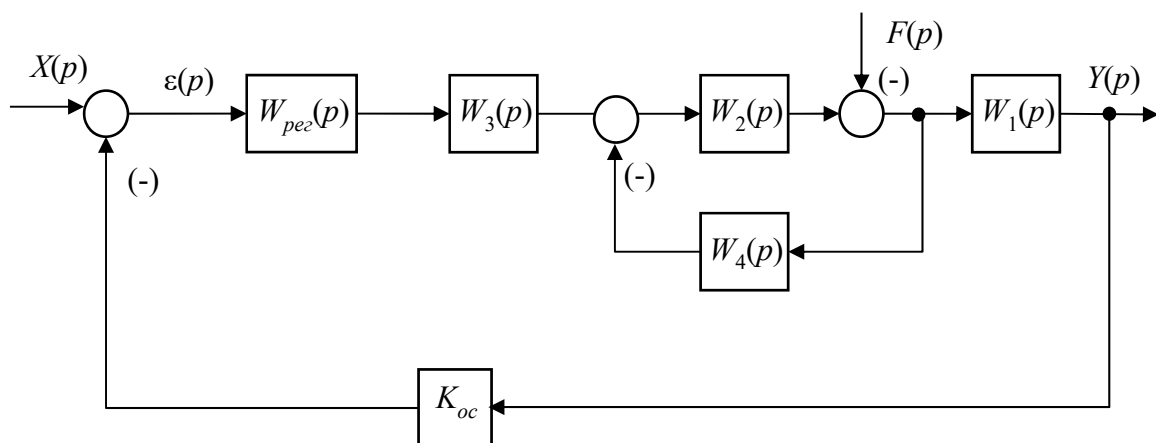


Рисунок А.3 – Вариант 3

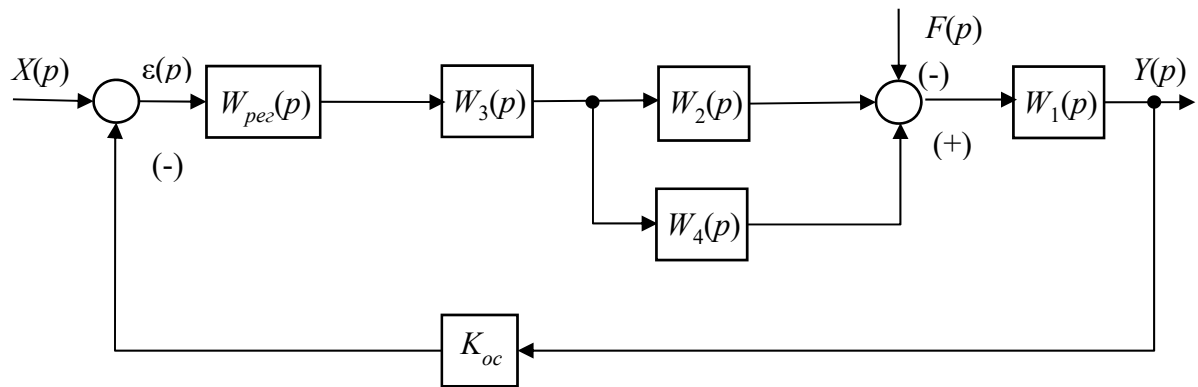


Рисунок А.4 – Вариант 4

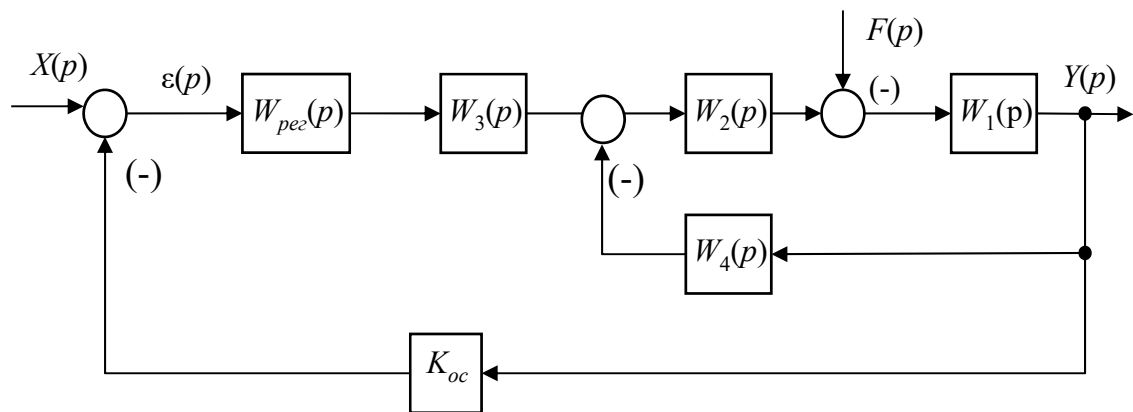


Рисунок А.5 – Вариант 5

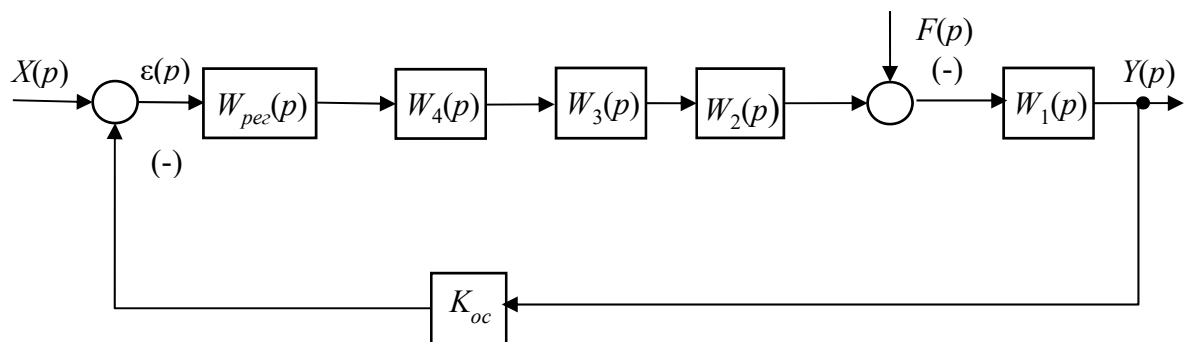


Рисунок А.6 – Вариант 6

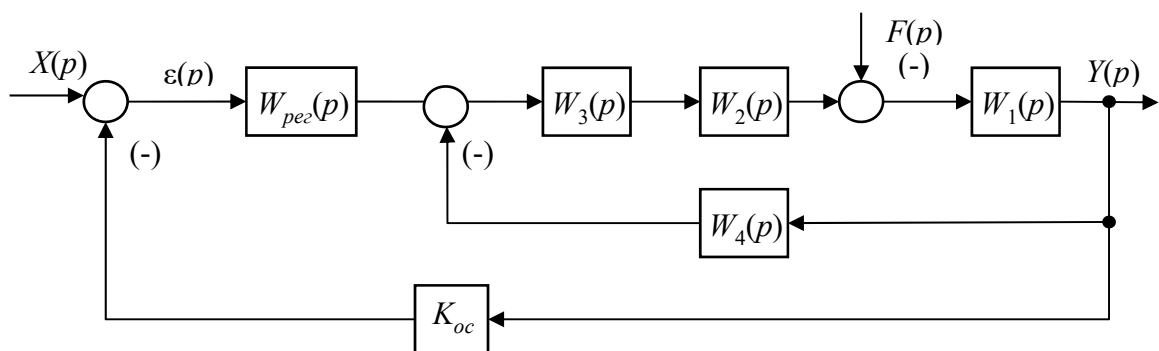


Рисунок А.7 – Вариант 7

Приложение Б (рекомендуемое)

Описание заданной САУ в среде MATLAB

1 Использование команд настройки среды MATLAB.

В начале командного файла рекомендуется вызвать команды очистки экрана **clc**, удаления ранее созданных переменных из рабочей области (**clear all**) и закрытия всех ранее открытых графических окон (**close all**). В конце строки команды рекомендуется помещать комментарии, которые начинаются после символа процента и действуют до конца строки.

```
clc          % очистка окна
clear all    % очистка старых переменных
close all    % закрытие всех открытых окон графиков
```

2 Объявление переменных с параметрами ПФ.

В MATLAB следует объявить переменные с ненулевыми параметрами заданных ПФ, используя оператор присваивания (=). Для имен следует применять только латинские символы и цифры. Пример описания параметров ПФ:

```
K1=10        % задание параметров передаточных функций W1(p)
T1=0.1
K2=1         % задание параметров передаточных функций W2(p)
K3=5         % задание параметров передаточных функций W3(p)
T3=0.5
K4=10        % задание параметров передаточных функций W4(p)
T4=1
Kos=0.01     % задание параметров обратной связи
```

3 Задание передаточных функций исходной САУ.

В среде MATLAB для описания и преобразования ПФ непрерывных САУ удобно использовать встроенные функции **Control System Toolbox**. Значения переменных параметров функций задаются первоначально, а далее с помощью функции **tf** (с параметром **'variable','p'** управляющим отображением оператора Лапласа в виде p). Формат задания ПФ:

ПФ=tf([полином_числителя],[полином_знаменателя],'variable','p')

Пример задания передаточных функций для рисунка 4.1

```
W1=tf([K1],[T1 1],'variable','p') % описание ПФ W1(p)
W2=tf([K2],[1],'variable','p')    % описание ПФ W2(p)
W3=tf([K3],[T3 1],'variable','p') % описание ПФ W3(p)
W4=tf([K4],[T4 1],'variable','p') % описание ПФ W4(p)
```

4 Выполнение командного файла работы.

Выполнение командного файла производится нажатием кнопки **Run** или функциональной клавиши **F5**. При необходимости система предложит сменить текущий каталог (папку) на ту, где находится командный файл. Для продолжения в окне диалога следует нажать кнопку «*Change Folder*».

5 Выполнение преобразований структурной схемы в MATLAB.

5.1 Последовательное соединение двух динамических звеньев определяется как произведение (*) двух переменных, описывающих передаточные функции:

ПФ_последовательного_соединения=ПФ_звена_1*ПФ_звена_2.

5.2 Параллельное соединение двух динамических звеньев определяется как сумма (+) двух переменных, описывающих передаточные функции:

$ПФ_{\text{параллельного соединения}} = ПФ_{\text{звена}_1} + ПФ_{\text{звена}_2}$.

5.3 Встречно-параллельное соединение с отрицательной обратной связью описывается функцией **feedback**(ПФ прямой цепи, ПФ цепи ОС, -1):

$ПФ_{\text{соединения ООС}} = \text{feedback}(ПФ_{\text{прямой цепи}}, ПФ_{\text{цепи ОС}}, -1)$.

5.4 Встречно-параллельное соединение с положительной обратной связью описывается функцией **feedback**(ПФ прямой цепи, ПФ цепи ОС, 1):

$ПФ_{\text{соединения ПОС}} = \text{feedback}(ПФ_{\text{прямой цепи}}, ПФ_{\text{цепи ОС}}, 1)$.

5.5 Упрощение выражения передаточной функции выполняется с помощью встроенной функции MATLAB **minreal**(ПФ):

$ПФ_{\text{упрощенная}} = \text{minreal}(ПФ)$.

Пример реализации преобразований для САУ.

```
Wa=minreal(W2+W3) % параллельное соединение
Wb=feedback(W1,W4,-1) % соединение с отрицательной ОС
Wc=tf([Koc],[1],'variable','p') % Wc(p)=Koc
```

6 Получение передаточных функций.

ПФ разомкнутой нескорректированной САУ:

```
Wrnk=minreal(Wa*Wb*Wc) % ПФ разомкнутой некомпенсированная САУ
```

ПФ замкнутой нескорректированной САУ по задающему воздействию:

```
Wzn=minreal(feedback(Wa*Wb,Wc,-1)) % ПФ замкнутой САУ по заданию
```

ПФ замкнутой нескорректированной САУ по возмущающему воздействию:

```
Wf=minreal(feedback(Wb,Wa*Wc,-1)) % ПФ по возмущающему воздействию
```

ПФ по ошибке от задания:

```
Wndx=minreal(feedback(1,Wa*Wb*Wc,-1)) % ПФ САУ по ошибке от X(p)
```

7 Выражение коэффициентов характеристического уравнения.

Выполняется с помощью функции **tfdada**(ПФ, 'v'). Выделяются полиномы числителя и знаменателя в массивы коэффициентов В и А соответственно из выражения передаточной функции Wnk.

```
[B,A]=tfdada(Wnk,'v') % выделение числителя и знаменателя из ПФ
```

8 Оценка устойчивости САУ по критерию Гурвица.

Для расчета значений определителя Гурвица и его миноров в среде MATLAB нумерация элементов массивов начинается не с 0, а с 1, индекс (номер) элемента массива указывается в круглых скобках после имени массива. Пример задания расчета определителей Гурвица четвертого порядка:

```
G4= [A(2) A(4) 0 0; A(1) A(3) A(5) 0;
0 A(2) A(4)] % матрица Гурвица 3 порядка
D4=det(G4) % определитель Гурвица
G3=[A(2) A(4) 0; A(1) A(3) A(5); 0 A(2) A(4)] % минор 3 порядка
D3=det(G3) % определитель минора 3
G2=[A(2) A(4); A(1) A(3)] % минор 2-го порядка
D2=det(G2) % определитель минора 2
```

9 Построения годографа Михайлова.

Задается значение частоты ω от 0 до 50:

```
[B,A]=tfdada(Wzn,'v') % выделение числителя и знаменателя из Wzn
figure % открытие нового графического окна MATLAB
```

```

for w=0:1:50;           % задание диапазона частот в цикле for
R = -A(2)*w^2+A(4); % расчет действительной составляющей годографа
S = -A(1)*w^3+A(3)*w; % расчет мнимой составляющей годографа
plot(R, S, '.')         % построение точки годографа
hold on                 % команда сохранения графика и добавления точек
end                     % конец расчетного цикла
title('Годограф Михайлова') % Подпись графика
grid on                 % включение сетки графика
hold off                % отключения сохранения графика и добавления точек

```

10 Оценка устойчивости по критерию Найквиста.

В среде MATLAB для построения АФХ используется функция **nyquist**($P\Phi$), которая автоматически рисует график АФХ во всем диапазоне частот ($-\infty < \omega < +\infty$).

```

figure % открытие нового графического окна MATLAB
nyquist(Wrnk) % построение АФХ разомкнутой нескорректированной САУ
grid on % включение сетки графика

```

11 Оценка устойчивости по критерию ЛЧХ.

Графики ЛАЧХ и ЛФЧХ, называемые диаграммой Боде, в среде MATLAB строятся с помощью функции **bode**($P\Phi$), которая добавляется в m-файл:

```

figure % открытие нового графического окна MATLAB
bode(Wrnk) % построение ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой САУ
grid on % включение сетки графика
[dLn,dFn,wpin,wcn]=margin(Wrnk) %запасы устойчивости и частоты
grid on % включение сетки на графике АФХ

```

12 Получение корней характеристического уравнения (полюсов).

Из выражения $D(p)=0$ с помощью функции **pole**($P\Phi$), нули (корни числителя $P\Phi$ $N(p)=0$) с помощью функции **zero**($P\Phi$), а построение полюсов и нулей на комплексной плоскости выполняется функцией **pzmap**($P\Phi$):

```

x=pole(Wzn) % получение полюсов некомпенсированной САУ
n=zero(Wzn) % получение нулей некомпенсированной САУ
figure % создание нового окна графика
pzmap(Wzn) % построение диаграммы нулей и полюсов
grid on % включение сетки на диаграмме

```

13 Построение и анализ переходной характеристики.

Выполняется с помощью функции **step**($P\Phi$). Перед построением графика в MATLAB следует создать новое графическое командой **figure**, а после - включается отображение координатной сетки графика командой **grid on**. График ПХ анализируется с помощью раздела *Characteristics* всплывающего меню (вызывается кликом правой кнопки мыши по графику)

Пример построения:

```

figure % создание нового окна графика переходной характеристики
bode(Wzn) % построение АФХ разомкнутой некомпенсированной САУ
grid on % включение сетки на графике

```

14 Построение и анализ статической характеристики САУ.

Значения статических коэффициентов передачи получают с помощью функции **dcgain**($P\Phi$). Диапазон изменения значений возмущающего воздействия задается так:

имя_переменной = первое_значение : шаг_изменения : последнее_значение

График строится функцией **plot**(массив_X, массив_Y, '-r').

Диапазон отображаемых значений графика устанавливает функция **axis**:

axis([начало_X конец_X начало_Y конец_Y])

Подписывается график функцией **title**('Текст подписи').

Оси графика X и Y подписываются функциями **xlabel**('подпись') и **ylabel**('подпись') соответственно.

Пример расчета статической характеристики САУ при постоянном задающем воздействии $X=1$ и при изменении возмущения F от 0 до 2:

```
kx=dcgain(Wzn) % статический коэффициент передачи по заданию САУ
kf=dcgain(Wznf) % статический коэффициент передачи по возмущению САУ
X=1 % задающее воздействие
figure % создание нового окна графика
F=0:0.2:2 % задание диапазона возмущения F в цикле for
Y = X*kx-F*kf % расчет выхода САУ
plot(F, Y, '-r') % построение точки статической характеристики
axis([0 2 0 1]) % задание параметров осей координат
title('Статическая характеристика нескорректированной САУ') % Подпись
xlabel('F') % подпись оси X графика
ylabel('Y') % подпись оси Y графика
grid on % включение сетки графика
```

15 Получение передаточной функции регулятора с настройкой на МО.

```
tp = 0.5 ; % задание времени регулирования
Tm = tp / 4.15 % расчет малой некомпенсируемой постоянной
Wrk=tf(1,[2*Tm^2 2*Tm 0],'variable','p') % желаемая Wpк(p)
Wr=Wrk/Wrnk % передаточная функция регулятора МО
```

ПФ скорректированной САУ по задающему воздействию:

```
Wzk=feedback(Wr*Wa*Wb,Кос,-1) % ПФ замкнутой скорректированной САУ
Wzk=minreal(Wzk) % минимизация представления ПФ замкнутой САУ
```

ПФ замкнутой скорректированной САУ по возмущающему воздействию:

```
Wzkf=feedback(Wb,Wr*Wa*Кос,-1) % ПФ замкнутой САУ на МО по F(p)
Wzkf=minreal(Wzkf) % минимизация ПФ замкнутой САУ на МО по возмущению
```

16 Получение передаточной функции регулятора с настройкой на СО.

```
tp=0.5; % задание времени регулирования
Tms = tp / 14.7 % расчет малой некомпенсируемой постоянной СО
Wrks=tf([4*Tm 1],[8*Tm^3 8*Tm^2 0 0],'variable','p') % желаемая ПФ СО
Wrs=Wrks/Wrnk % передаточная функция регулятора СО
```

ПФ скорректированной САУ по задающему воздействию:

```
Wzks=feedback(Wrs*Wa*Wb,Кос,-1) % ПФ замкнутой скомпенсированной САУ
Wzks=minreal(Wzks) % минимизация представления ПФ замкнутой САУ на СО
```

ПФ замкнутой скорректированной САУ по возмущающему воздействию:

```
Wzksf=feedback(Wb,Wrs*Wa*Кос,-1) % ПФ замкнутой САУ с СО по F(p)
Wzksf=minreal(Wzksf) % минимизация ПФ замкнутой САУ с СО
```