

Министерство образования и науки Российской Федерации

Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Оренбургский государственный университет»

Э.Л. Греков, В.Б. Фатеев

ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Рекомендовано Ученым советом Государственного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Оренбургский государственный университет» в качестве учебного пособия для студентов, обучающихся по программам высшего профессионального образования по специальности «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов» и по направлению 140400 «Электроэнергетика и электротехника»

Оренбург
ИПК ГОУ ОГУ
2011

УДК 681.5 (075.8)
ББК 32.965 я 73
Г 80

Рецензент – доцент, кандидат технических наук А.М. Семенов

Г 80 **Греков, Э. Л.**
Исследование системы автоматического управления электроприводом постоянного тока: учебное пособие / Э.Л. Греков, В.Б. Фатеев; Оренбургский гос. ун-т. – Оренбург : ОГУ, 2011. – 108 с.

В учебном пособии изложены методы определения передаточных функций элементов электропривода, составления и преобразований структурных схем, определения частотных характеристик и переходных функций замкнутых систем, определения устойчивости по критериям Найквиста и Михайлова и синтеза последовательной и параллельной коррекций. Рассмотрены вопросы математического моделирования систем электропривода в пакете MatLab Simulink.

Учебное пособие предназначено для выполнения курсовой работы студентами специальности 140604 - Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов очной и заочной формы обучения и бакалаврами по направлению 140400 «Электроэнергетика и электротехника», изучающих дисциплину «Теория автоматического управления».

УДК 681.5 (075.8)
ББК 32.965 я 73

ISBN

© Греков Э.Л.,
Фатеев В.Б., 2011
© ГОУ ОГУ, 2011

Содержание

1	Содержание работы	6
1.1	Задание и порядок расчета.....	6
1.2	Требования к оформлению курсовой работы	8
2	Общие сведения	9
2.1	Описание системы управления двигателем	9
2.2	Структурная схема и ее преобразование	9
3	Передаточные функции системы.....	17
3.1	Передаточные функции разомкнутой и замкнутой системы.....	17
3.2	Определение коэффициента усиления регулятора	20
4	Устойчивость системы	21
4.1	Критерий устойчивости Найквиста.....	21
4.2	Запасы устойчивости.....	22
4.3	Критерий устойчивости Михайлова	22
4.4	Логарифмические амплитудные и фазочастотные характеристики системы.....	24
4.5	Оценка показателей качества по ЛАФЧХ нескорректированной системы.....	27
5	Синтез системы	30
5.1	Требования к желаемой ЛАЧХ	31
5.2	Порядок построения желаемой ЛАЧХ	31
6	Коррекция	33
6.1	Последовательная коррекция	33
6.2	Параллельная коррекция.....	33
7	Построение ЛАФЧХ замкнутых систем.....	36
8	Построение вещественных частотных и переходных характеристик.....	37
8.1	Вещественные частотные характеристики (ВЧХ).....	37
8.2	Переходные характеристики	37
9	Моделирование САУ	39
9.1	Подготовка к работе	39
9.2	Построение модели структурной схемы.....	41
9.3	Моделирование структурной схемы	48
10	Пример.....	49

11	Структурная схема электропривода.....	50
11.1	Функциональная схема электропривода.....	50
11.2	Выбор тиристорного преобразователя.....	50
11.3	Передаточные функции элементов структурной схемы	51
11.4	Преобразования структурной схемы электропривода.....	53
11.5	Передаточные функции электропривода.....	56
11.6	Моделирование нескорректированной системы	57
11.7	Требуемый коэффициент усиления регулятора	61
11.8	Устойчивость системы	62
11.9	Построение ЛАФЧХ разомкнутой нескорректированной системы	68
11.10	Построение желаемой ЛАЧХ.....	73
11.11	Расчет последовательной коррекции	74
11.12	Расчет параллельной коррекции	76
11.13	Построение ЛАФЧХ скорректированных разомкнутой и замкнутых систем	79
11.14	Расчет переходного процесса по заданию.....	87
11.15	Моделирование САУ в системе MatLab.....	91
11.16	Выводы	96
	Список использованных источников.....	97
	Приложение А.....	98
	Приложение Б.....	102
	Приложение В	103
	Приложение Г.....	107
	Приложение Д.....	108

Введение

Учебным планом для студентов специальности 140604 - Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов очной и заочной формы обучения и бакалаврами по направлению 140400 «Электроэнергетика и электротехника», изучающих дисциплину «Теория автоматического управления», предусмотрено выполнение курсовой работы.

Целью курсовой работы является закрепление практических навыков самостоятельного решения инженерных задач, развитие творческих способностей и умения пользоваться технической и справочной литературой.

Темой курсовой работы является расчет одноконтурной системы автоматического управления электроприводом постоянного тока.

В процессе выполнения работы студент должен освоить:

- методы составления передаточных функций элементов электропривода;
- методы преобразования структурных схем;
- методы анализа показателей качества;
- методы синтеза систем для получения заданных показателей качества.

В пособии приведены содержание работы, общие сведения, отражающие основные положения теории автоматического управления, которые помогут в выполнении курсовой работы, и пример расчета.

В приложениях А и Б приведены паспортные данные двигателей постоянного тока независимого возбуждения и требования к электроприводу по вариантам.

Варианты задания выдаются преподавателем.

В приложении В приведен алгоритм расчета (последовательности действий) курсовой работы.

В приложении Г приведена номограмма замыкания.

В приложении Д приведена таблица h -функций.

1 Содержание работы

1.1 Задание и порядок расчета

1.1.1 На основании принципиальной схемы (рисунок 1.1) составить функциональную схему системы электропривода.

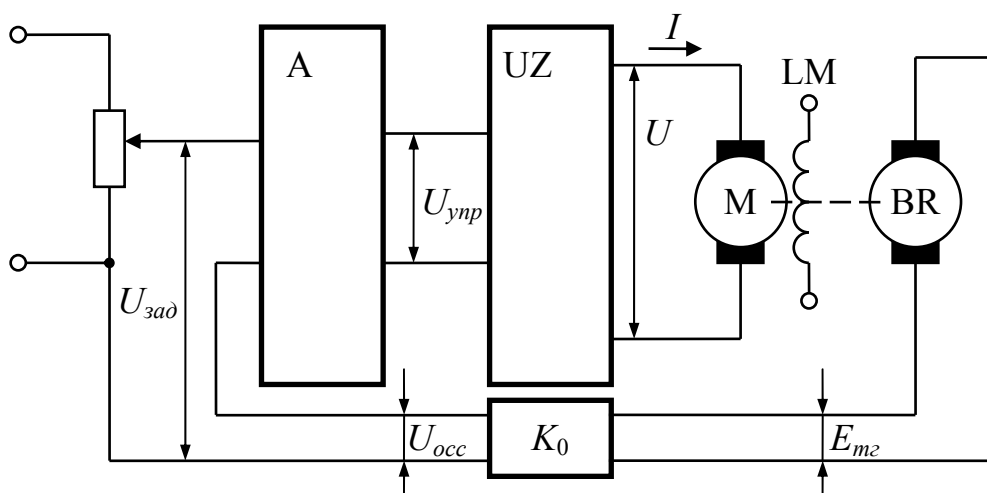


Рисунок 1.1 - Принципиальная схема электропривода

1.1.2 Выбрать по заданному напряжению двигателя тиристорный преобразователь.

1.1.3 Вывести для каждого элемента системы передаточную функцию. Составить структурную схему и показать точки приложения задающего и возмущающего воздействий.

1.1.4 Вывести передаточные функции:

- разомкнутой САУ,
- замкнутой САУ по задающему воздействию,
- замкнутой САУ по возмущающему воздействию.

1.1.5 Создать модель нескорректированной системы в среде MatLab Simulink, определить переходные характеристики для задающего и возмущающего воздействий. Определить основные показатели качества САУ и сравнить с заданными.

1.1.6 Определить требуемый коэффициент усиления регулятора, обеспечивающий заданную ошибку регулирования по возмущающему воздействию.

1.1.7 Рассчитать и построить годограф Найквиста для нескорректированной системы с коэффициентом усиления регулятора, равным 1. Определить

устойчивость системы и запасы устойчивости по амплитуде и фазе. Сравнить рассчитанный коэффициент усиления регулятора с запасом устойчивости по амплитуде.

1.1.8 Рассчитать и построить годограф Михайлова для нескорректированной системы с регулятором, рассчитанным в п.1.6. Определить устойчивость системы.

1.1.9 Рассчитать и построить логарифмические амплитудно-фазочастотные характеристики (ЛАФЧХ) отдельных звеньев и ЛАФЧХ разомкнутой нескорректированной системы.

1.1.10 Оценить по ЛАФЧХ разомкнутой нескорректированной системы показатели качества и сравнить с заданными и определенными в п.1.5.

1.1.11 В соответствии с заданными показателями качества рассчитать и построить желаемую логарифмическую амплитудно-частотную характеристику (ЛАЧХ).

1.1.12 Определить ЛАЧХ, передаточную функцию и параметры последовательного корректирующего устройства.

1.1.13 Выбрать и обосновать часть схемы для включения параллельного корректирующего устройства. Определить ЛАЧХ, передаточную функцию и параметры параллельного корректирующего устройства.

1.1.14 Построить уточненную ЛАФЧХ разомкнутой скорректированной системы с последовательной и параллельной коррекцией.

1.1.15 Построить замкнутые ЛАФЧХ:

- для задающего воздействия,
- для возмущающего воздействия.

1.1.16 Рассчитать и построить переходные характеристики по задающему и/или возмущающему воздействиям.

1.1.15 Создать модель скорректированной системы в среде MatLab Simulink, определить переходные характеристики для задающего и возмущающего воздействий.

1.1.16 Определить основные показатели качества САУ и сравнить с заданными.

1.1.17 Сделать выводы.

1.2 Требования к оформлению курсовой работы

Оформление курсовой работы должно соответствовать требованиям «Стандарта организации. СТО 02069024.101- 2010» – «Работы студенческие. Общие требования и правила оформления». Текст стандарта помещен на сайте Оренбургского государственного университета.

Курсовая работа должна содержать следующие разделы:

- титульный лист;
- задание на курсовую работу;
- аннотацию;
- содержание;
- введение;
- основная часть;
- список использованных источников;
- приложения.

Текст выполняется на листах А4 с рамкой в соответствии с СТО.

Формулы выделяют из текста в отдельную строку. Формулы, впервые встречающиеся в пояснительной записке, должны иметь нумерацию. Пояснения впервые встречающихся символов и подстановка числовых значений приводятся непосредственно под формулой. Числовые значения и результат вычислений приводятся с обязательным указанием единицы физической величины (например: 2 рад/с).

Если по формулам производится циклические вычисления, то в пояснительной записке должны быть представлены таблицы результатов вычислений и соответствующие графики. На графиках обязательно указываются рассчитанные точки (приведенные в таблице). Точки должны быть по возможности равномерно распределены по графикам.

Графики амплитудно-фазочастотных характеристик выполняются на листах формата А4.

Логарифмические амплитудно-частотные и логарифмические фазочастотные характеристик (ЛАФЧХ) должны быть расположены один под другим на одном листе формата А3 или А2. **Рекомендуется** ЛАФЧХ строить на миллиметровой бумаге вручную. Необходимо подобрать такой масштаб графиков, чтобы они заполняли не менее 60- 70% поля.

2 Общие сведения

2.1 Описание системы управления двигателем

Двигатель постоянного тока независимого возбуждения М (рисунок 1.1) получает питание от регулируемого выпрямителя - тиристорного преобразователя UZ , на вход которого поступает напряжение управления $U_{упр}$ от электронного усилителя А - регулятора скорости (РС). На вход регулятора скорости подается напряжение задания $U_{зад}$ и сигнал отрицательной обратной связи по скорости $U_{осс}$, поступающий от тахогенератора ВР ($U_{тг}$) и масштабирующего усилителя K_0 .

При проектировании системы автоматического управления необходимо все элементы представить в виде типовых динамических звеньев, вывести и записать передаточные функции каждого звена и начертить структурную схему, показывающую связь между отдельными элементами.

2.2 Структурная схема и ее преобразование

2.2.1 Под структурной схемой понимается графическое представление системы управления в виде динамических звеньев с взаимосвязями между ними и указанием точек приложения задающих и возмущающих воздействий.

Динамические звенья выражаются передаточными функциями.

В любой структурной схеме можно выделить неизменяемую часть схемы, т.е. часть системы, параметры и структура которой постоянны и неизменны, и изменяемую часть, параметры и структуру которой можно изменять в зависимости от требований к качеству выходных координат, как в установившемся, так и динамическом режимах работы.

В исследуемой схеме к неизменяемой части относятся тиристорный преобразователь и двигатель со встроенным в него тахогенератором.

К изменяемой части относится регулятор, передаточная функция которого определяется в зависимости от требований к системе. На начальном этапе проектирования регулятор представляется пропорциональным звеном с единичной передаточной функцией.

2.2.1 **Тиристорный преобразователь** является управляемым источником постоянного напряжения и предназначен для питания якорной цепи двигателя.

В настоящее время тиристорные преобразователи представляют собой комплектные устройства, рассчитанные на определенный ряд мощностей и выпрямленных напряжений и имеющие в своем составе все необходимые узлы, обеспечивающие функционирование преобразователя. В данной работе выбор преобразователя производится по условию

$$U_{н.пр} \geq U_{н.дв},$$

где $U_{н.пр}$ – номинальное напряжение преобразователя;

$U_{н.дв}$ – номинальное напряжение двигателя.

Промышленность выпускает комплектные тиристорные преобразователи с номинальными выходными напряжениями $U_{н.пр} = 115, 230, 460$ В при номинальном напряжении управления $U_{н.упр} = 10$ В.

В большинстве случаев тиристорный преобразователь представляется апериодическим звеном первого порядка

$$W_{mn}(p) = \frac{K_n}{\tau \cdot p + 1}, \quad (2.1)$$

где K_n – коэффициент преобразования, который определяется как отношение номинального выходного напряжения преобразователя $U_{н.пр}$ к номинальному напряжению управления $U_{н.упр}$;

τ – постоянная времени тиристорного преобразователя, которая определяется по формуле

$$\tau = \frac{1}{2 \cdot m \cdot f}, \quad (2.2)$$

где m – число пульсов выпрямления,

f – частота питающей сети.

Структурная схема тиристорного преобразователя имеет следующий вид (рисунок 2.1).

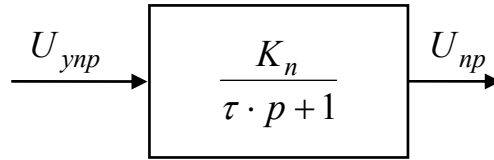


Рисунок 2.1

2.2.2 **Двигатель постоянного тока** представляется колебательным звеном. Для составления структурной схемы двигателя запишем уравнение для электрической цепи двигателя и уравнение движения в операторной форме

$$\begin{cases} U(p) = I(p) \cdot R_{яц} + E(p) + L_{яц} \cdot p \cdot I(p) = \\ \quad = I(p) \cdot R_{яц} \cdot (1 + T_{\vartheta} p) + K\Phi \cdot \omega_{\partial\partial}(p); \\ M(p) - M_c = J \cdot p \cdot \omega_{\partial\partial}(p), \end{cases} \quad (2.3)$$

где $U(p)$, $I(p)$, $\omega_{\partial\partial}(p)$ – соответственно напряжение, подводимое к якору, ток якоря, скорость вращения, представленные в операторной форме;

$E(p) = K\Phi \cdot \omega_{\partial\partial}(p)$ – противо-ЭДС двигателя;

$R_{яц}$, $L_{яц}$ – активное сопротивление и индуктивность якорной цепи;

$K\Phi$ – конструктивный параметр двигателя, который определяется по номинальным данным двигателя;

$M(p) = K\Phi \cdot I(p)$ – электромагнитный момент двигателя;

M_c – статический момент, прикладываемый к валу двигателя;

J – момент инерции привода;

T_{ϑ} – электромагнитная постоянная времени

$$T_{\vartheta} = \frac{L_{яц}}{R_{яц}}. \quad (2.4)$$

Согласно (2.3), структурная схема двигателя имеет вид (рисунок 2.2).

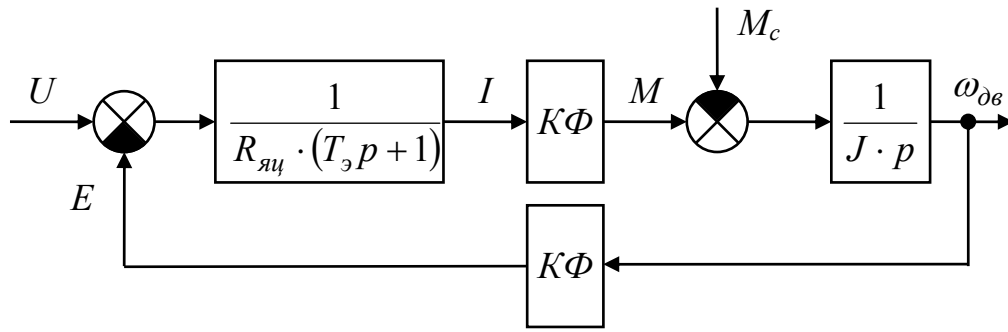


Рисунок 2.2 – Структурная схема двигателя

2.2.3 **Обратная связь по скорости** осуществляется посредством тахогенератора, встроенного в двигатель, и усилителя, предназначенного для согласования напряжения тахогенератора и допустимого напряжения на вход регулятора.

Тахогенератор – это машина постоянного тока малой мощности, работающая в режиме генератора. Индуцируемая на зажимах якоря ЭДС пропорциональна скорости вращения. Следовательно, передаточная функция тахогенератора представляется пропорциональным звеном, уравнение которого имеет вид

$$W_{mг}(p) = \frac{E_{mг}}{\omega_{дв}} = \frac{\gamma \cdot n_{дв}}{\omega_{дв}} = \frac{\gamma \cdot 30 \cdot \omega_{дв}}{\omega_{дв} \cdot \pi} = \frac{\gamma \cdot 30}{\pi} = K_{mг}, \quad (2.5)$$

где γ – крутизна тахогенератора (В/(об/мин)), задается в паспортных данных тахогенератора.

Для согласования максимальной ЭДС тахогенератора с максимальным входным напряжением регулятора $U_{p.макс}$ между тахогенератором и входом регулятора устанавливается пропорциональный усилитель. С учетом этого, коэффициент преобразования цепи отрицательной обратной связи по скорости определяется по формуле

$$K_c = K_{mг} \cdot K_o = \frac{U_{p.макс}}{\omega_n} \text{ В}\cdot\text{с}, \quad (2.6)$$

где K_o – коэффициент усиления пропорционального усилителя;

$U_{p.макс}$ – максимальное напряжение, подаваемое на вход регулятора, (обычно $U_{p.макс} = 10 \text{ В}$);

ω_n – номинальная скорость вращения в с^{-1}

$$\omega_n = \frac{\pi \cdot n_n}{30},$$

n_n – номинальная скорость вращения в $\frac{\text{об}}{\text{мин}}$.

Из формулы (2.6) коэффициент усиления усилителя равен

$$K_o = \frac{U_{p.\text{макс}}}{K_{mг} \cdot \omega_n}. \quad (2.7)$$

Структурная схема тахогенератора с пропорциональным усилителем (цепь обратной связи по скорости) представлена на рисунке 2.3.

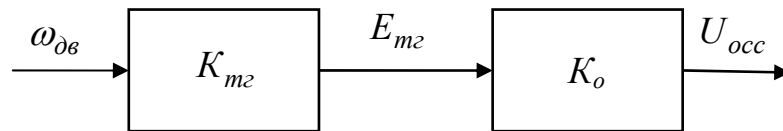


Рисунок 2.3

2.2.4 Структурная схема электропривода с двигателем постоянного тока с учетом принципиальной схемы и передаточных функций элементов приведена на рисунке 2.4.

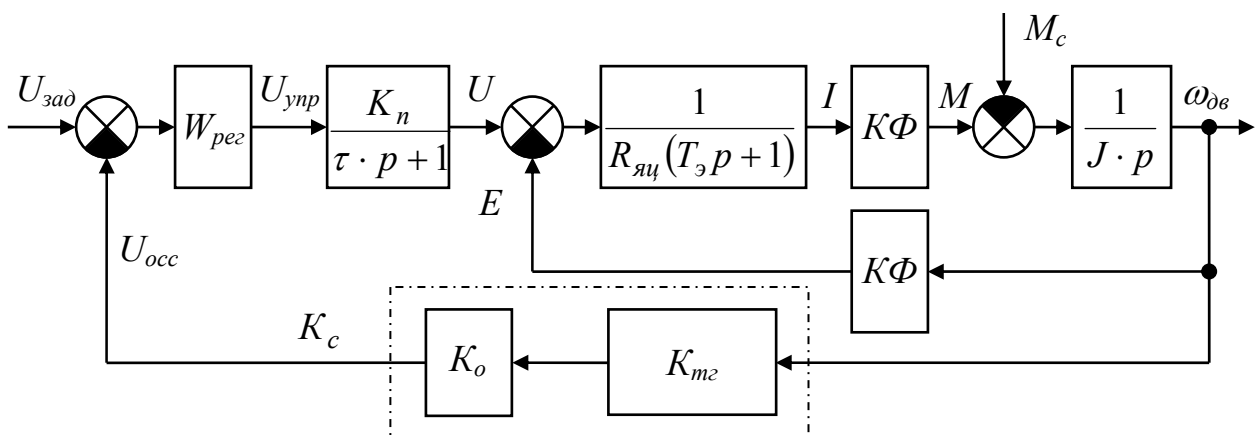


Рисунок 2.4 – Структурная схема электропривода

Из рисунка 2.4 видно, что данная система представляет собой двухконтурную систему с внутренней обратной связью по противо-ЭДС двигателя и главной обратной связью по скорости.

Для расчета системы в ТАУ многоконтурные системы преобразуют в одноконтурную, к так называемой типовой структурной схеме. Преобразование заключается в эквивалентных заменах последовательно и параллельно - соединенных звеньев одним звеном, переносах узлов суммирования и ответвлений через звено. Исходя из анализа структурной схемы рисунка 2.4, узел суммирования моментов можно перенести или к узлу суммирования напряжений, или на вход системы.

При переносе узла суммирования моментов на вход двигателя получим следующую схему на рисунке 2.5. При переносе узла суммирования моментов на вход системы схема примет вид, представленный на рисунке 2.6.

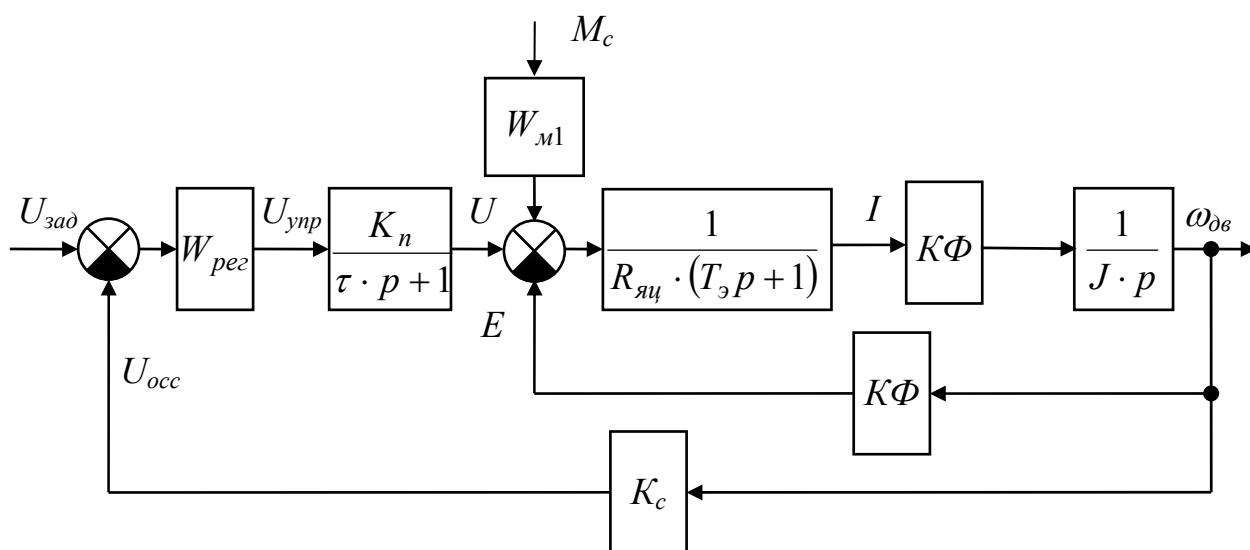


Рисунок 2.5 – Структурная схема электропривода

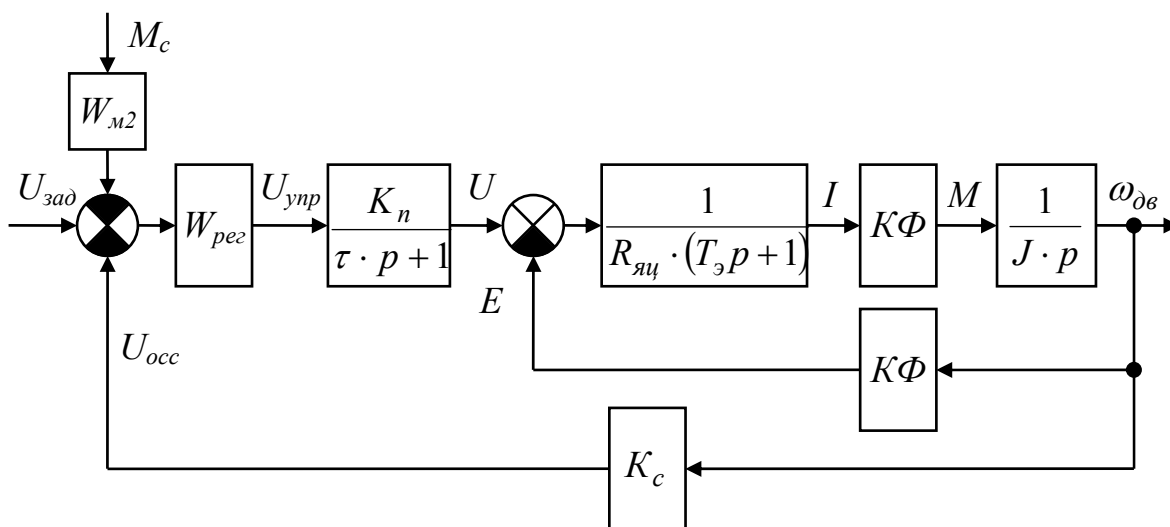


Рисунок 2.6 - Структурная схема электропривода

где

$$W_{m1} = \frac{R_{яц} \cdot (T_{\vartheta} p + 1)}{K\Phi}; \quad (2.8)$$

$$W_{m2} = \frac{[R_{яц} \cdot (T_{\vartheta} \cdot p + 1)] \cdot (\tau \cdot p + 1)}{W_{рег} \cdot K_n \cdot K\Phi}. \quad (2.9)$$

Передаточные функции W_{m1} и W_{m2} определяются как обратные произведениям передаточных функций переносимых звеньев.

Двигатель, представленный на рисунках 2.5 и 2.6 как внутренний контур с обратной связью по противо- ЭДС, может быть заменен одним звеном с передаточной функцией

$$W_{\partial в} = \frac{1}{K\Phi \cdot (T_m \cdot T_{\vartheta} \cdot p^2 + T_m \cdot p + 1)} = \frac{K_{\partial}}{(T_{\partial}^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_{\partial} \cdot p + 1)}, \quad (2.10)$$

где $T_m = J \cdot \frac{R_{яц}}{K\Phi^2}$ – электромеханическая постоянная времени, с;

$T_{\partial} = \sqrt{T_m \cdot T_{\vartheta}}$ – постоянная времени двигателя, с;

$\xi = \frac{T_m}{2 \cdot T_{\partial}}$ – коэффициент демпфирования двигателя;

$K_{\partial} = \frac{1}{K\Phi}$ – коэффициент преобразования двигателя, $(В \cdot с)^{-1}$.

В результате такого преобразования получается структурная схема, изображенная на рисунке 2.7. Дальнейшее преобразование структурной схемы может быть связано с переносом звена обратной по скорости K_c через узел сравнения (сумматор), т.е. приведение к системе с единичной обратной связью (рисунки 2.8 а, б).

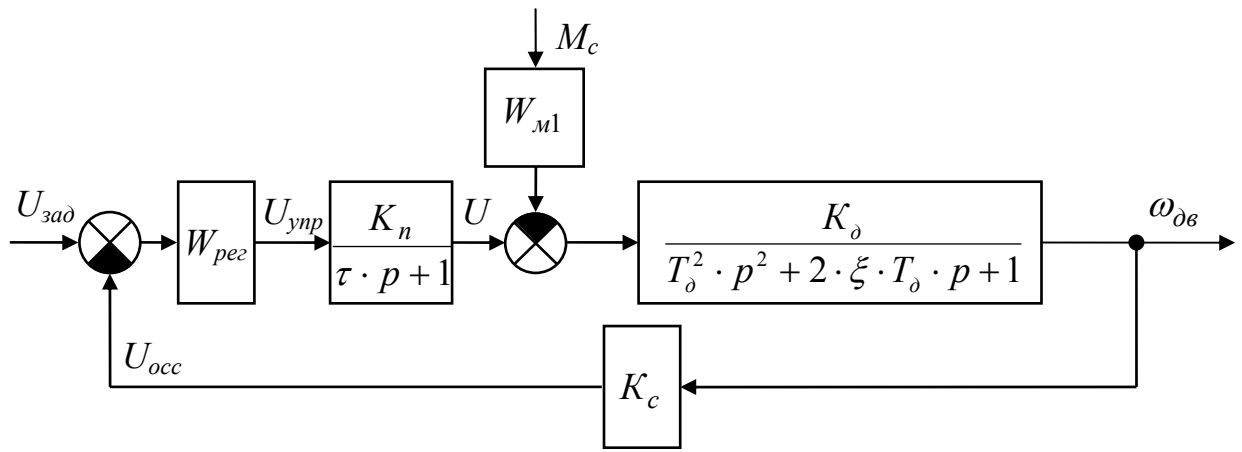


Рисунок 2.7

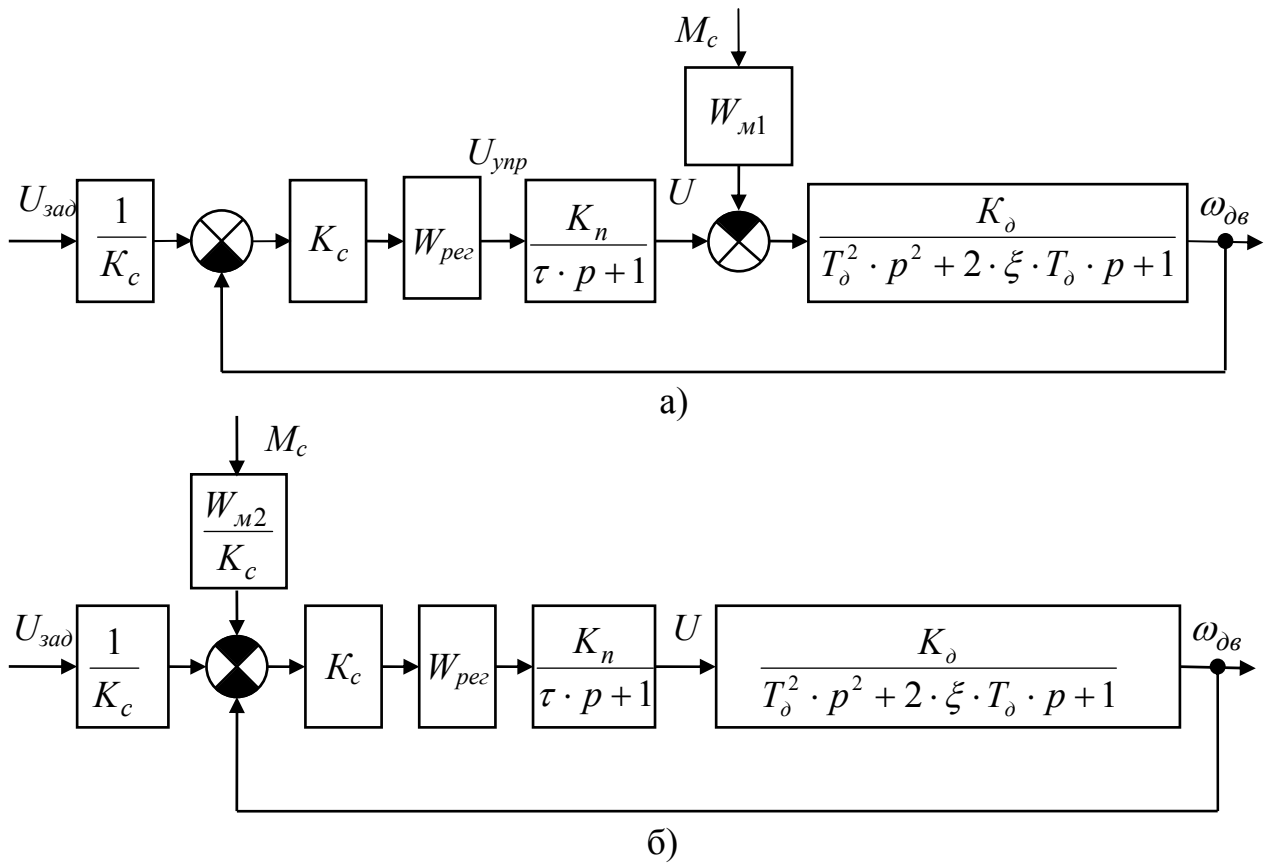


Рисунок 2.8 – Структурные схемы электропривода с единичной обратной связью

3 Передаточные функции системы

3.1 Передаточные функции разомкнутой и замкнутой системы

Для расчетов систем автоматического управления используются передаточные функции разомкнутой и замкнутой системы.

Передаточной функцией разомкнутой системы называется произведение всех передаточных функций последовательно соединенных звеньев прямого канала и канала обратной связи при размыкании системы в любом месте.

Передаточные функции замкнутой системы - это передаточные функции между выходной координатой и внешними воздействиями. Так как в заданной системе имеются два внешних воздействия (задающее воздействие и возмущающее – момент статический), следовательно, необходимо выводить две передаточные функции – по задающему и возмущающему воздействиям.

В общем случае передаточная функция замкнутой системы представляется в следующем виде (оператор Лапласа в дальнейшем для сокращения записи опущен)

$$W_3 = \frac{W_n}{1 + W_n \cdot W_0}, \quad (3.1)$$

где W_n, W_0 – передаточные функции прямого канала и канала обратной связи для внешнего воздействия.

Из рисунка 2.7 в прямой канал по задающему воздействию входят передаточные функции регулятора $W_{рег}$, тиристорного преобразователя $\frac{K_n}{\tau \cdot p + 1}$ и

двигателя $\frac{K_\delta}{T_\delta^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_\delta \cdot p + 1}$, в канале обратной связи – передаточная

функция обратной связи по скорости K_c . По формуле (3.1) передаточная функция замкнутой системы по задающему воздействию запишется

$$\begin{aligned}
W_{зам}^3 &= \frac{W_{рег} \cdot W_n \cdot W_\partial}{1 + W_{рег} \cdot W_n \cdot W_\partial \cdot W_c} = \frac{W_{рег} \cdot \frac{K_n}{\tau \cdot p + 1} \cdot \frac{K_\partial}{T_\partial^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_\partial \cdot p + 1}}{1 + W_{рег} \cdot \frac{K_n}{\tau \cdot p + 1} \cdot \frac{K_\partial}{T_\partial^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_\partial \cdot p + 1} \cdot K_c} = \\
&= \frac{W_{рег} \cdot K_n \cdot K_\partial}{(\tau \cdot p + 1) \cdot (T_\partial^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_\partial \cdot p + 1) + W_{рег} \cdot K_n \cdot K_c \cdot K_\partial}, \quad (3.2)
\end{aligned}$$

или

$$\begin{aligned}
W_{зам}^3 &= \frac{W_{рег} \cdot W_n \cdot W_\partial}{1 + W_{рег} \cdot W_n \cdot W_\partial \cdot W_c} = \frac{W_{рег} \cdot W_n \cdot W_\partial \cdot W_c}{1 + W_{рег} \cdot W_n \cdot W_\partial \cdot W_c} \cdot \frac{1}{W_c} = \frac{W_p}{1 + W_p} \cdot \frac{1}{K_c} = \\
&= \frac{W_{рег} \cdot \frac{K_n}{\tau \cdot p + 1} \cdot \frac{K_\partial}{T_\partial^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_\partial \cdot p + 1} \cdot K_c}{1 + W_{рег} \cdot \frac{K_n}{\tau \cdot p + 1} \cdot \frac{K_\partial}{T_\partial^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_\partial \cdot p + 1} \cdot K_c} \cdot \frac{1}{K_c}, \quad (3.3)
\end{aligned}$$

где W_p – передаточная функция разомкнутой системы

$$W_p = W_{рег} \cdot W_n \cdot W_\partial \cdot W_c = W_{рег} \cdot \frac{K_n}{\tau \cdot p + 1} \cdot \frac{K_\partial}{T_\partial^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_\partial \cdot p + 1} \cdot K_c. \quad (3.4)$$

Для возмущающего воздействия (момента) на основании рисунка 2.8а структурную схему можно представить как на рисунке 3.1.

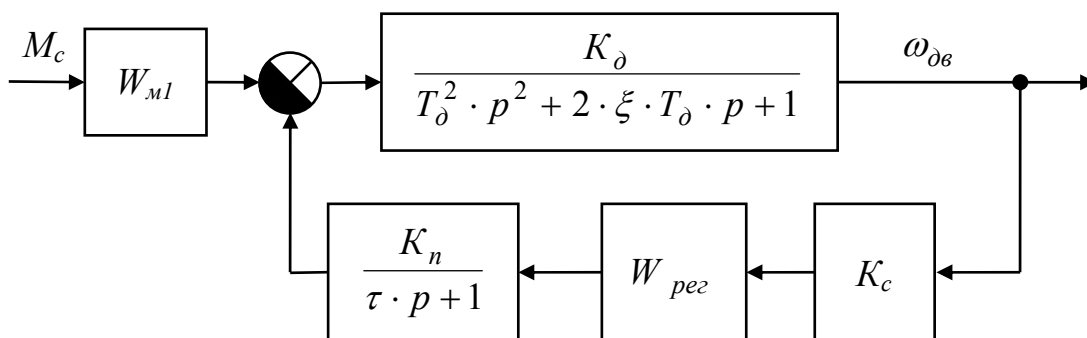


Рисунок 3.1 - Структурная схема замкнутой системы по моменту

При выводе передаточной функции по моменту необходимо встречно-параллельное соединение звеньев заменить на звено с эквивалентной переда-

точной функции, рассчитанной по формуле (3.1) и учесть звено с передаточной функцией $W_{м1}$.

Таким образом, передаточная функция замкнутой системы по моменту для схемы рисунка 2.8а выразится следующей формулой

$$\begin{aligned}
 W_{зам}^M &= W_{м1} \cdot \frac{W_{\partial}}{1 + W_{\partial} \cdot W_n \cdot W_{рег} \cdot K_c} = \frac{W_p}{1 + W_p} \cdot \frac{W_{м1}}{W_n \cdot W_{рег} \cdot K_c} = \\
 &= \left[\frac{W_p}{1 + W_p} \cdot \frac{1}{K_c} \right] \cdot \frac{W_{м1}}{W_n \cdot W_{рег}} = W_{зам}^3 \cdot \frac{W_{м1}}{W_n \cdot W_{рег}} = \\
 &= W_{м1} \cdot \frac{\frac{K_{\partial}}{T_{\partial}^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_{\partial} \cdot p + 1}}{1 + \frac{K_{\partial}}{T_{\partial}^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_{\partial} \cdot p + 1} \cdot \frac{K_n}{\tau \cdot p + 1} \cdot W_{рег} \cdot K_c} = \\
 &= W_{м1} \cdot \frac{K_{\partial} \cdot (\tau \cdot p + 1)}{(T_{\partial}^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_{\partial} \cdot p + 1) \cdot (\tau \cdot p + 1) + K_n \cdot K_{\partial} \cdot W_{рег} \cdot K_c}. \quad (3.5)
 \end{aligned}$$

Для структурной схемы рисунка 2.8б передаточная функция замкнутой системы по моменту запишется так

$$\begin{aligned}
 W_{зам}^M &= \frac{W_{м2}}{K_c} \cdot \frac{W_{\partial} \cdot W_n \cdot W_{рег} \cdot K_c}{1 + W_{\partial} \cdot W_n \cdot W_{рег} \cdot K_c} = W_{м2} \cdot \frac{1}{K_c} \cdot \frac{W_p}{1 + W_p} = W_{м2} \cdot W_{зам}^3 = \\
 &= \frac{W_{м2}}{K_c} \cdot \frac{W_{рег} \cdot \frac{K_n}{\tau \cdot p + 1} \cdot \frac{K_{\partial}}{T_{\partial}^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_{\partial} \cdot p + 1} \cdot K_c}{1 + W_{рег} \cdot \frac{K_n}{\tau \cdot p + 1} \cdot \frac{K_{\partial}}{T_{\partial}^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_{\partial} \cdot p + 1} \cdot K_c} = \\
 &= \frac{W_{м2} \cdot W_{рег} \cdot K_n \cdot K_{\partial}}{(\tau \cdot p + 1) \cdot (T_{\partial}^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_{\partial} \cdot p + 1) + W_{рег} \cdot K_n \cdot K_{\partial} \cdot K_c}. \quad (3.6)
 \end{aligned}$$

Нетрудно убедиться, что уравнения (3.5) и (3.6) абсолютно одинаковые, подстановкой в эти выражения передаточных функций $W_{м1}$ и $W_{м2}$.

3.2 Определение коэффициента усиления регулятора

В задании на курсовую работу задано изменение скорости при изменении момента от нуля до номинального значения (ошибка отклонения скорости в функции момента) в процентах ε_m .

Значение изменения скорости определяется по уравнению

$$\Delta\omega = \frac{\varepsilon_m}{100} \cdot \omega_n, \quad (3.7)$$

где ε_m – заданная ошибка по моменту в процентах;

ω_n – номинальная скорость, с^{-1} .

Положив в формуле (3.5) оператор « p » равным нулю, определяется передаточная функция регулятора системы, которая записывается в виде

$$\Delta\omega = W_{зам}^M \Big|_{p=0} \cdot M_n = \frac{K_\partial^2 \cdot R_{яц} \cdot M_n}{1 + K_n \cdot K_c \cdot K_\partial \cdot K_{рег}}. \quad (3.8)$$

Отсюда коэффициент усиления регулятора

$$K_{рег} = \frac{\frac{K_\partial^2 \cdot R_{яц} \cdot M_n}{\Delta\omega} - 1}{K_n \cdot K_\partial \cdot K_c}. \quad (3.9)$$

Полученное значение коэффициента усиления регулятора округляется до **большого** целого, для того чтобы точность была не хуже заданной.

При расчете устойчивости регулятор предварительно представить в виде усилительного звена с передаточной функцией

$$W_{рег} = K_{рег}. \quad (3.10)$$

Если ошибка по моменту ε_m равна нулю, то коэффициент усиления регулятора по формуле (3.9) стремиться к бесконечности. В этом случае регулятор предварительно представить в виде интегрирующего звена с передаточной функцией

$$W_{рез} = \frac{1}{T_{рез} \cdot p}. \quad (3.11)$$

4 Устойчивость системы

Под устойчивостью понимается способность системы возвращаться к установившемуся режиму после приложения и снятия внешних воздействий.

При определении устойчивости системы частотными методами используются критерии устойчивости Найквиста и Михайлова.

4.1 Критерий устойчивости Найквиста

В основу критерия Найквиста положен анализ поведения годографа амплитудно-фазочастотной характеристики разомкнутой системы.

Замкнутая система устойчивая, если годограф амплитудно-фазочастотной характеристики разомкнутой системы при изменении частоты от нуля до бесконечности не охватывает точку с координатами $(-1, j0)$. Точка с координатами $(-1, j0)$ называется границей устойчивости.

Если годограф охватывает точку с координатами $(-1, j0)$, то система неустойчивая.

Амплитудно-фазочастотная характеристика разомкнутой системы (согласно 3.3) имеет вид

$$W_P(j\omega) = \frac{K_n \cdot W_{рез} \cdot K_c \cdot K_\delta}{(\tau \cdot j\omega + 1) \cdot (T_\delta^2 \cdot (j\omega)^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_\delta \cdot j\omega + 1)}. \quad (4.1)$$

При построении годографа можно воспользоваться или компьютерной графикой в среде MathCad, или следующей методикой

- произвести разделение уравнения на действительную и мнимую часть;
- определить частоты, при которых мнимая частотная характеристика обращается в нуль, т.е. частоты, при которых годограф пересекает действительную ось комплексной системы координат;
- определить для этих частот значения вещественной частотной характеристики и отложить их на действительной оси;

- определить частоты, при которых вещественная частотная характеристика обращается в нуль, т.е. частоты, при которых годограф пересекает мнимую ось комплексной системы координат;
- определить для этих частот значения мнимой частотной характеристики и отложить их на мнимой оси;
- отрицательные и комплексно-сопряженные частоты должны быть отброшены, как физически не имеющие смысла;
- оценить значения вещественной и мнимой частотных характеристик при частоте, стремящейся в бесконечность ($\omega \rightarrow \infty$);
- задаваясь рядом промежуточных значений частот, рассчитываются вещественные и мнимые частотные характеристики и откладываются на комплексной плоскости;
- соединяя полученные точки в порядке увеличения частот, строится годограф Найквиста и делается вывод об устойчивости системы.

Предлагается критерий Найквиста применить для определения устойчивости системы с передаточной функцией регулятора $W_{pez}=1$.

4.2 Запасы устойчивости

Используя годограф Найквиста можно определить запасы устойчивости по амплитуде и фазе.

4.2.1 Под запасом устойчивости по амплитуде понимают во сколько раз можно изменить (увеличить для данной системы) коэффициент усиления разомкнутой системы, не вводя дополнительного фазового сдвига в систему, чтобы система пришла на границу устойчивости.

4.2.2 Под запасом устойчивости по фазе понимают какой дополнительный фазовый сдвиг можно ввести в разомкнутую систему, не изменяя коэффициент усиления системы, чтобы система пришла на границу устойчивости.

4.3 Критерий устойчивости Михайлова

Критерий устойчивости Михайлова основан на анализе амплитудно-фазочастотной характеристики (АФЧХ) **характеристического уравнения замкнутой системы** и формулируется следующим образом.

Система устойчивая, если годограф характеристического уравнения замкнутой системы при частоте, равной нулю, начинается на действительной положительной оси и при изменении частоты в бесконечность последовательно в положительном направлении (против часовой стрелки) обходит «n» квадрантов, где «n» – порядок характеристического уравнения.

В противном случае – система неустойчивая.

Для расчета и построения годографа необходимо записать уравнение знаменателя передаточной функции замкнутой системы и вместо оператора Лапласа «p» подставить «jω». Характеристическое уравнение есть знаменатель передаточной функции замкнутой системы по заданию (3.2)

$$V(p) = (T_{\delta}^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_{\delta} \cdot p + 1) \cdot (\tau \cdot p + 1) + K_n \cdot W_{pez} \cdot K_c \cdot K_{\delta}. \quad (4.2)$$

Раскрывая скобки, и подставляя вместо оператора Лапласа «p» выражение «jω», получим

$$\begin{aligned} V(j\omega) = & T_{\delta}^2 \cdot \tau \cdot (j\omega)^3 + (T_{\delta}^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_{\delta} \cdot \tau) \cdot (j\omega)^2 + (2 \cdot \xi \cdot T_{\delta} + \tau) \cdot j\omega + \\ & + (1 + K_{\delta} \cdot K_n \cdot W_{pez} \cdot K_c) = [1 + K_{\delta} \cdot K_n \cdot W_{pez} \cdot K_c - \omega^2 \cdot (T_{\delta}^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_{\delta} \cdot \tau)] + \\ & + j\omega \cdot [2 \cdot \xi \cdot T_{\delta} + \tau - \omega^2 \cdot T_{\delta}^2 \cdot \tau] = P_V(\omega) + jQ_V(\omega), \end{aligned} \quad (4.3)$$

где $P_V(\omega) = 1 + K_{\delta} \cdot K_n \cdot W_{pez} \cdot K_c - \omega^2 (T_{\delta}^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_{\delta} \cdot \tau)$ – вещественная частотная характеристика;

$Q_V(\omega) = \omega \cdot (2 \cdot \xi \cdot T_{\delta} + \tau - \omega^2 \cdot T_{\delta}^2 \cdot \tau)$ – мнимая частотная характеристика.

Для построения годографа Михайлова можно использовать методику, приведенную выше при построении годографа Найквиста.

Предлагается критерий Михайлова использовать для определения устойчивости системы с регулятором, представленным формулами (3.10) или (3.11).

4.4 Логарифмические амплитудные и фазочастотные характеристики системы

Логарифмические амплитудные и фазочастотные характеристики (ЛАФЧХ) строятся в логарифмической системе координат, где частота ω откладывается в логарифмах частоты (в декадах). Декадой называется единичный отрезок на оси $\lg(\omega)$, когда частота ω изменяется в 10 раз.

Логарифмическая амплитудная частотная характеристика (ЛАЧХ) рассчитывается и строится в децибелах по формуле

$$L(\omega) = 20 \lg A(\omega), \text{ дБ}, \quad (4.4)$$

где $A(\omega)$ – модуль АФЧХ.

Логарифмические фазочастотные характеристики строятся в полулогарифмической системе координат, где частота откладывается в логарифмах частоты (декадах), а фазовая частотная характеристика (ЛФЧХ) строится в градусах в линейном масштабе.

Рассмотренная выше система состоит из следующих динамических звеньев.

4.4.1 Пропорциональное звено – обратная связь по скорости

Логарифмическая амплитудночастотная характеристика пропорционального звена имеет следующее выражение

$$L_c(\omega) = 20 \cdot \lg K_c, \quad (4.5)$$

Логарифмическая фазо-частотная характеристика равна нулю $\varphi_c(\omega)=0$.

4.4.2 Аperiodическое звено первого порядка – тиристорный преобразователь

Логарифмическая амплитудночастотная характеристика аperiodического звена имеет следующее выражение

$$L_n(\omega) = 20 \cdot \lg K_n - 20 \cdot \lg \sqrt{1 + \tau^2 \cdot \omega^2}. \quad (4.6)$$

Чаще всего построение ЛАЧХ аperiodических звеньев проводится аппроксимированным (упрощенным) способом, т.е. расчетную характеристику заменяют отрезками прямых по следующему алгоритму

1) определяется частота сопряжения $\omega_s = \frac{1}{\tau}$ и откладывается в логарифмической системе координат;

2) слева от частоты сопряжения проводится прямая с наклоном «0» дБ на декаду на уровне $20 \cdot \lg K_n$;

3) справа от этой частоты проводится прямая с наклоном минус 20 дБ/дек.

Логарифмическая фазо-частотная характеристика аperiodического звена равна

$$\varphi_n(\omega) = -\arctan(\tau \cdot \omega). \quad (4.7)$$

4.4.3 Колебательное звено – двигатель

Логарифмическая амплитудночастотная характеристика колебательного звена рассчитывается по формуле

$$L_\partial = 20 \cdot \lg K_\partial - 20 \cdot \lg \sqrt{(1 - T_\partial^2 \cdot \omega^2)^2 + (2 \cdot \xi \cdot T_\partial^2 \cdot \omega)^2}. \quad (4.8)$$

Для решения способа построения необходимо определить коэффициент демпфирования ξ и построение проводить или расчетным, или аппроксимированным путем.

Если ξ меньше 0.35, то ЛАЧХ строится по формуле (4.8).

Если ξ больше 0.35, то ЛАЧХ можно построить аппроксимированным способом по алгоритму:

1) определяется частота сопряжения $\omega_s = \frac{1}{T_\partial}$ и откладывается в логарифмической системе координат;

2) слева от частоты сопряжения проводится прямая с наклоном «0» дБ на декаду на уровне $20 \cdot \lg(K_\partial)$;

3) справа от этой частоты проводится прямая с наклоном минус 40 дБ/дек.

Логарифмическая фазочастотная характеристика колебательного звена находится по формуле

$$\varphi_{\delta}(\omega) = -\arctan\left(\frac{2 \cdot \xi \cdot T_{\delta} \cdot \omega}{1 - T_{\delta}^2 \cdot \omega^2}\right). \quad (4.9)$$

При расчете необходимо помнить, что, если знаменатель уравнения (4.9) отрицательный, то необходимо из полученного результата вычесть 180° .

4.4.4 Форсирующее звено – звено W_{m1}

Логарифмическая амплитудночастотная характеристика форсирующего звена имеет следующее выражение

$$L_{m1}(\omega) = 20 \cdot \lg \frac{R_{яц}}{K\Phi} + 20 \cdot \lg \sqrt{1 + T_{\delta}^2 \cdot \omega^2}. \quad (4.10)$$

Чаще всего построение ЛАЧХ форсирующих звеньев проводится аппроксимированным (упрощенным) способом, т.е. расчетную характеристику заменяют отрезками прямых по следующему алгоритму:

- 1) определяется частота сопряжения $\omega_s = \frac{1}{T_{\delta}}$ и откладывается в логарифмической системе координат;
- 2) слева от частоты сопряжения проводится прямая с наклоном «0» дБ на декаду на уровне $20 \cdot \lg \frac{R_{яц}}{K\Phi}$;
- 3) справа от этой частоты проводится прямая с наклоном плюс 20 дБ/дек.

Логарифмическая фазо-частотная характеристика форсирующего звена равна

$$\varphi_{m1}(\omega) = \arctan(T_{\delta} \cdot \omega). \quad (4.11)$$

ЛАФЧХ разомкнутой нескорректированной системы строится как сумма ЛАФЧХ отдельных звеньев

$$\begin{aligned} L_{нс} &= L_n + L_\partial + L_c; \\ \varphi_{нс} &= \varphi_n + \varphi_\partial + \varphi_c, \end{aligned} \quad (4.12)$$

где $L_{нс}, L_n, L_\partial, L_c$ – соответственно ЛАЧХ нескорректированной системы, тиристорного преобразователя, двигателя и обратной связи по скорости;

$\varphi_{нс}, \varphi_n, \varphi_\partial, \varphi_c$ – соответственно ЛФЧХ нескорректированной системы, тиристорного преобразователя, двигателя и обратной связи по скорости.

4.5 Оценка показателей качества по ЛАФЧХ нескорректированной системы

Работу любой системы автоматического управления можно охарактеризовать определенными показателями качества. Под ними понимается точность воспроизведения задающего воздействия, степень влияния внешних возмущений на выходную координату, а также характер протекания переходных процессов.

Чаще всего, качество системы определяется по ее реакции на единичные ступенчатые воздействия по задающему и возмущающему входам.

Под точностью воспроизведения понимается отклонение действительного значения выходной координаты от требуемого в установившемся режиме. Под степенью влияния внешних возмущений понимается отклонение выходной координаты от требуемого значения под действием возмущения.

Качество динамических характеристик характеризуется следующими параметрами:

- время регулирования (время переходного процесса);
- величина перерегулирования;
- начальное значение выходной координаты.

Оценка показателей качества системы проводится различными методами:

- 1) прямой метод, под которым понимается осциллографирование переходного процесса с последующей его обработкой;

2) косвенные методы. Наиболее широко нашли применение частотные методы с использованием АФЧХ, ЛАФЧХ, а также передаточных функций замкнутой системы;

3) виртуальное моделирование (например, в среде MatLab Simulink).

В данной курсовой работе качество проектируемой системы следует определять:

- по ЛАЧХ разомкнутой системы для задающего воздействия;
- по передаточной функции замкнутой системы по возмущающему воздействию;
- созданием виртуальной модели.

Для оценки показателей качества по задающему воздействию ЛАЧХ разомкнутой системы условно разбивается на три диапазона частот:

- область высоких частот;
- область низких частот;
- область средних частот.

Область средних частот лежит в районе **частоты среза**, при которой значение ЛАЧХ разомкнутой системы равно 0 дБ. Соответственно, область низких частот лежит левее области средних, а область высоких – правее.

Поведение ЛАЧХ в области высоких частот характеризует начало переходного процесса и начальное значение выходной координаты:

1) если в этой области ЛАЧХ имеет отрицательный наклон, то значение выходной координаты в начальный момент времени равно нулю;

2) если ЛАЧХ имеет нулевой наклон, то выходная координата при $t=0$ отлична от нуля и определяется значением предела передаточной функции **замкнутой** системы при переменной p , стремящейся к бесконечности;

3) если ЛАЧХ имеет положительный наклон, то выходная координата при $t=0$ стремится к бесконечности. Такие САУ имеют большую чувствительность к помехам, поэтому при проектировании следует избегать такого рода характеристик.

Поведение ЛАЧХ в области низких частот характеризует окончание переходного процесса, установившееся значение выходной координаты и точность системы:

1) если в этой области ЛАЧХ имеет отрицательный наклон, то проектируемая система астатическая, то есть имеет ошибку регулирования, равную нулю;

2) если ЛАЧХ имеет нулевой наклон, то замкнутая система статическая, то есть имеет ошибку регулирования, отличную от нуля. Значение выходной координаты можно определить по уравнению передаточной функции **замкнутой** САУ, если вместо оператора Лапласа p подставить нуль;

3) если ЛАЧХ имеет положительный наклон, то установившееся значение выходной координаты после окончания переходного процесса будет равно нулю.

Поведение ЛАЧХ в области средних частот (область в районе частоты среза системы) характеризует протекание переходного процесса:

1) если через частоту среза ЛАЧХ проходит с наклоном минус 60 дБ/дек, то замкнутая система будет неустойчивой, и необходимо рассмотреть вопросы устойчивости и коррекции;

2) если через частоту среза ЛАЧХ проходит с наклоном минус 40 дБ/дек, то замкнутая система будет иметь минимальные запасы устойчивости по амплитуде и фазе, и, следовательно, большое перерегулирование и колебательность. САУ также может быть и неустойчивой;

3) если через частоту среза ЛАЧХ проходит с наклоном минус 20 дБ/дек, то замкнутая система будет иметь достаточные запасы устойчивости по амплитуде и фазе, и, следовательно, перерегулирование и колебательность системы будут минимальными. Чем больше диапазон частот в районе частоты среза с наклоном ЛАЧХ минус 20 дБ/дек, тем большими запасами устойчивости обладает замкнутая система. По частоте среза оценивается время регулирования

$$t_p = \frac{k \cdot \pi}{\omega_c}, \quad (4.13)$$

где $k=(2 - 4)$ – тем меньше, чем больше диапазон частот в районе частоты среза с наклоном ЛАЧХ минус 20 дБ/дек.

Если ЛАЧХ системы лежит ниже уровня 0 дБ, то частота среза отсутствует. В этом случае время регулирования и перерегулирование оцениваются по самой минимальной частоте сопряжения $\omega_{s.min}$, при которой нулевой наклон ЛАЧХ сопрягается с отрицательным наклоном. Такая замкнутая система будет устойчивой согласно критерию Найквиста по ЛАФЧХ. Время регулирования можно оценить по формуле

$$t_p = (3 - 4) \frac{1}{\omega_{s.\min}}. \quad (4.14)$$

Перерегулирование будет тем меньше, тем меньшим будет отрицательный наклон после частоты сопряжения $\omega_{s.\min}$.

Определение влияния возмущающего воздействия (статического момента) осуществляется подстановкой в передаточную функцию замкнутой системы по возмущению (3.5) или (3.6) значения оператора p , равного нулю.

5 Синтез системы

Под синтезом понимается создание системы с наперед заданными показателями качества, как в динамическом, так и в принужденном режиме работы.

Если поведение системы рассматривается при действии ступенчатого воздействия, то принужденный режим называется установившимся.

Задачей синтеза является расчет и выбор структуры и параметров корректирующих звеньев, которые могут быть последовательными или параллельными. Последовательные корректирующие звенья включаются последовательно в прямой канал системы, параллельные – охватывают часть системы, образуя, так называемый внутренний контур.

Реализация последовательной коррекции осуществляется, как правило, используя регуляторы, формируя на их базе передаточную функцию, придающую системе требуемые качества.

Параллельная коррекция охватывает часть системы, образуя внутренний контур. Естественным требованием к данной коррекции является возможность технической реализации.

В данной работе параллельной коррекцией можно охватить регулятор, или тахогенератор, или тиристорный преобразователь.

Расчет и выбор последовательной или (и) параллельной коррекции сводится к построению так называемой желаемой ЛАЧХ, которая в конечном итоге придает системе требуемые качества.

5.1 Требования к желаемой ЛАЧХ

Под **желаемой ЛАЧХ** понимается такая логарифмическая амплитудно-частотная характеристика, которая придает системе требуемые показатели качества как в динамическом, так и установившемся режимах работы.

В данной работе желаемая ЛАЧХ должна быть построена таким образом, чтобы обеспечить заданные показатели качества динамического режима:

- время регулирования t_p ;
 - величины перерегулирования σ_m , заданной в %;
- и установившегося режима:
- ошибка от внешнего возмущения (моменту) ε_m , заданной в %.

Качество динамического режима задается соответствующим построением ЛАЧХ в области средних частот (диапазон частоты среза системы).

Качество установившегося режима определяется по наклону ЛАЧХ в области низких частот.

Область высоких частот не оказывает существенного влияния на качество системы, поэтому в этой области ЛАЧХ строится таким образом, чтобы обеспечить простоту реализации коррекции.

5.2 Порядок построения желаемой ЛАЧХ

1. Определяется частота среза системы по формуле

$$\omega_{сжс} = \frac{k \cdot \pi}{t_p}, \quad (5.1)$$

где $k\pi = f(P_m, \sigma_m)$ и находится по графику, представленному на рисунке 5.1.

2. Через частоту среза проводится ЛАЧХ с наклоном минус 20 дБ/дек.

3. В области высоких частот (справа от частоты среза) рекомендуется строить ЛАЧХ параллельно нескорректированной при реализации последовательной коррекции или параллельно неохваченной при реализации параллельной коррекции.

4. В области низких частот (слева от частоты среза) ЛАЧХ зависит от заданной ошибки регулирования по задающему или возмущающему воздей-

виям в установившемся режиме работы. Для определения поведения ЛАЧХ в этой области необходимо определить наклон ЛАЧХ.

С этой точки зрения системы разделяют на статические и астатические.

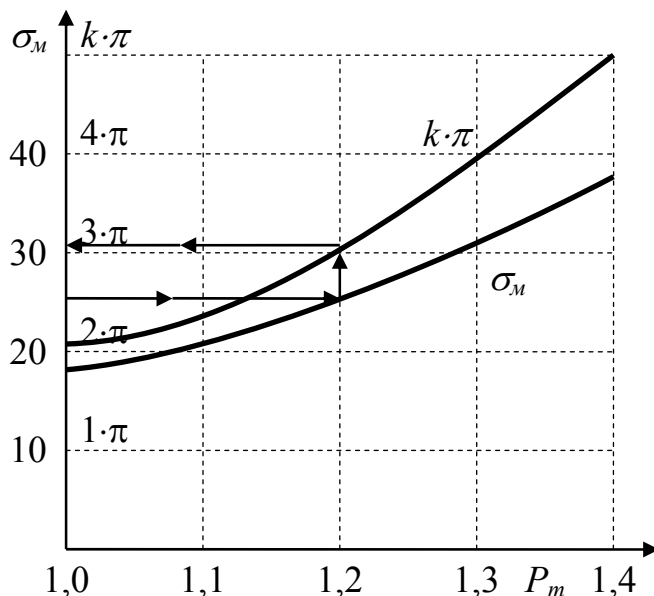


Рисунок 5.1

Под **статическими системами** понимают системы, для которых регламентируют значение статических ошибок, отличных от нуля.

Для **астатических систем** ошибка регулирования в установившемся режиме равняется нулю.

Заметим, если коэффициент усиления регулятора не равен бесконечности (для статических систем), то желаемый коэффициент усиления разомкнутой системы определяется по формуле

$$K_{жс} = K_n \cdot K_d \cdot K_c \cdot K_{рег} \quad (5.2)$$

ЛАЧХ разомкнутой системы в области низких частот проводится с нулевым наклоном на уровне

$$L(\omega) = 20 \cdot \lg K_{жс} \quad (5.3)$$

Если $K_{жс} \rightarrow \infty$ (для астатических систем), то желаемая ЛАЧХ в области низких частот проводится с отрицательным наклоном (в этой курсовой работе

проводится как продолжение из области средних частот), а регулятор имеет интегрирующую составляющую.

6 Коррекция

После построения желаемой ЛАЧХ производится расчет и выбор параметров последовательной и параллельной коррекции.

6.1 Последовательная коррекция

Как было указано выше, регулятор представляет собой последовательную коррекцию. Так как регулятор включается последовательно в прямой канал, то желаемая ЛАЧХ $L_{жс}(\omega)$ есть сумма нескорректированной ЛАЧХ и ЛАЧХ регулятора.

Следовательно, ЛАЧХ последовательной коррекции (регулятора) определяется по формуле

$$L_{рег}(\omega) = L_{жс}(\omega) - L_{нс}(\omega). \quad (6.1)$$

Полученную ЛАЧХ регулятора представляют в виде типовых динамических звеньев. Определяются передаточная функция регулятора и ее параметры.

Строится ЛФЧХ регулятора $\varphi_{рег}(\omega)$ и желаемая ЛФЧХ $\varphi_{жс}(\omega)$, как сумма ЛФЧХ нескорректированной САУ $\varphi_{нс}(\omega)$ и ЛФЧХ регулятора $\varphi_{рег}(\omega)$.

6.2 Параллельная коррекция

При расчете параллельной коррекции необходимо выбрать часть системы, которая будет охвачена обратной связью.

Для примера рассмотрим расчет параллельной коррекции по структурной схеме рисунке 6.1.

Часть схемы, охваченной параллельной коррекцией с передаточной функцией $W_{нк}$, обозначим передаточной функцией $W_{охв}$, неохваченную часть – $W_{но}$.

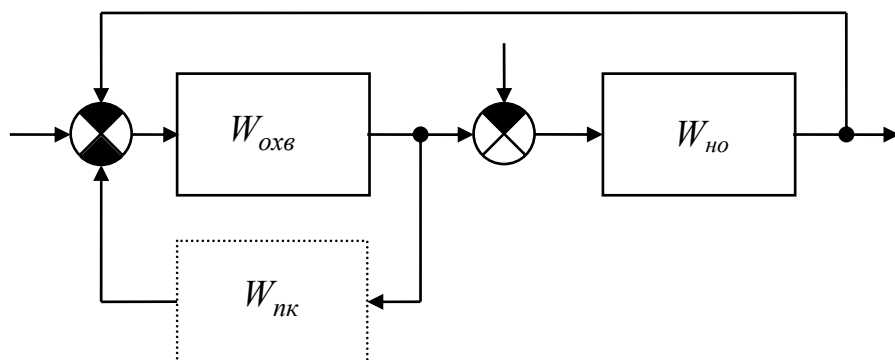


Рисунок 6.1

Для определения передаточной функции разомкнутой системы заменим встречно-параллельное соединение звеньев на одно звено с передаточной функцией $W_{вк}$ (передаточная функция внутреннего контура) по формуле

$$W_{вк} = \frac{W_{оxв}}{1 + W_{оxв} \cdot W_{нк}}. \quad (6.2)$$

Тогда передаточная функция скорректированной разомкнутой системы и желаемая ЛАЧХ будут иметь следующий вид

$$W_{жс} = W_{вк} \cdot W_{но} = \frac{W_{но} \cdot W_{оxв}}{1 + W_{оxв} \cdot W_{нк}} = \frac{W_{нс}}{1 + W_{оxв} \cdot W_{нк}},$$

$$L_{жс} = L_{нс} - L[1 + W_{оxв} \cdot W_{нк}] \quad (6.3)$$

или

$$L[1 + W_{оxв} \cdot W_{нк}] = L_{нс}(\omega) - L_{жс}(\omega). \quad (6.4)$$

Нахождение точного значения передаточной функции и ЛАЧХ параллельного корректирующего звена по уравнениям (6.3) и (6.4) сопряжено с определенными трудностями.

Поэтому расчет параллельной коррекции проводится по следующему алгоритму:

1) строятся ЛАФЧХ нескорректированной $L_{нс}(\omega)$, $\varphi_{нс}(\omega)$, неохватываемой $L_{но}(\omega)$, $\varphi_{но}(\omega)$, охватываемой $L_{охв}(\omega)$, $\varphi_{охв}(\omega)$ частей схемы и желаемая ЛАЧХ $L_{жс}(\omega)$;

2) определяется область существенных частот, т.е. диапазон частот, в котором выполняется условие

$$L_{нс}(\omega) > L_{жс}(\omega). \quad (6.5)$$

В этом диапазоне частот логарифмическая характеристика параллельного корректирующего устройства равна

$$L_{нк}(\omega) = L_{но}(\omega) - L_{жс}(\omega); \quad (6.6)$$

3) в диапазоне несущественных частот, где

$$L_{нс}(\omega) \leq L_{жс}(\omega), \quad (6.7)$$

логарифмическая характеристика параллельного корректирующего устройства должна иметь наиболее простой вид, и чаще всего является продолжением из области существенных частот;

4) принимается окончательный вид ЛАЧХ параллельного корректирующего устройства и уточняется желаемая ЛАЧХ;

5) для построения уточненной желаемой ЛАФЧХ $L_{жс1}(\omega)$, $\varphi_{жс1}(\omega)$ необходимо:

– одним из методов построить ЛАФЧХ замкнутой части схемы, охваченной обратной связью $L_{вк}(\omega)$, $\varphi_{вк}(\omega)$;

– построить желаемую ЛАФЧХ по уравнениям

$$\begin{aligned} L_{жс1}(\omega) &= L_{но}(\omega) + L_{вк}(\omega) \\ \varphi_{жс1}(\omega) &= \varphi_{но}(\omega) + \varphi_{вк}(\omega) \end{aligned} \quad (6.8)$$

6) провести анализ полученной желаемой ЛАЧХ на ожидаемые показатели качества, как в динамическом, так и в установившемся режимах.

Если ожидаемые результаты хуже заданных необходимо уточнить расчет и выбор параллельной коррекции.

7 Построение ЛАФЧХ замкнутых систем

Для построения ЛАФЧХ системы, замкнутой по заданию и моменту запишем передаточные функции системы с учетом коррекции.

Передаточная функция замкнутой системы по заданию при реализации последовательной коррекции на основании уравнения (3.3) примет вид

$$W_{зам}^3 = \frac{W_p}{1 + W_p} \cdot \frac{1}{K_c} = \frac{W_{жс}}{1 + W_{жс}} \cdot \frac{1}{K_c}, \quad (7.1)$$

где $W_{жс} = W_{нс} \cdot W_{рег}$.

ЛАФЧХ соответственно равны

$$\begin{aligned} L_{зам}^3(\omega) &= L \left\{ \frac{W_{жс}}{1 + W_{жс}} \right\} - L_0 = \Delta L - L_0 \\ \varphi_{зам}^3(\omega) &= \varphi \left\{ \frac{W_{жс}}{1 + W_{жс}} \right\} - \varphi_0 = \Delta \varphi - \varphi_0 \end{aligned}, \quad (7.2)$$

где ΔL , $\Delta \varphi$ – поправки по амплитуде и фазе, которые определяются по номограмме замыкания ([1], [2], приложение Г).

Передаточная функция замкнутой системы по возмущению определяется из уравнения (3.5)

$$W_{зам}^м = \frac{W_{м1}}{W_n \cdot W_{рег} \cdot K_c} \cdot \frac{W_p}{1 + W_p} = \frac{W_{м1}}{W_n \cdot W_{рег}} \cdot \frac{W_{жс}}{K_c \cdot (1 + W_{жс})} = \frac{W_{м1}}{W_n \cdot W_{рег}} \cdot W_{зад}^3. \quad (7.3)$$

ЛАФЧХ записывается в виде

$$\begin{aligned} L_{зам}^м(\omega) &= L_{м1} + L_{зад}^3 - L_n - L_{рег} \\ \varphi_{зам}^м(\omega) &= \varphi_{м1} + \varphi_{зад}^3 - \varphi_n - \varphi_{рег} \end{aligned}. \quad (7.4)$$

8 Построение вещественных частотных и переходных характеристик

8.1 Вещественные частотные характеристики (ВЧХ)

Вещественные частотные характеристики используются для расчета и построения переходных характеристик по заданию и возмущению.

Расчет ВЧХ можно проводить двумя способами:

- 1) аналитическим,
- 2) с использованием ЛАФЧХ замкнутых систем.

В первом случае, в уравнения передаточных функций замкнутых систем вместо оператора « p » подставляется « $j\omega$ » и в результате преобразований выделяют вещественную составляющую. Расчеты рекомендуется проводить в среде MathCAD. Результаты расчета представляются в графической и табличной форме.

При использовании ЛАФЧХ необходимо:

- 1) задаться рядом частот,
- 2) для каждой частоты определить логарифмические амплитудные и фазочастотные значения,
- 3) рассчитать значения ВЧХ по формуле

$$P(\omega) = A(\omega) \cdot \cos \varphi(\omega), \quad (8.1)$$

где $A(\omega) = 10^{\frac{L(\omega)}{20}}$.

8.2 Переходные характеристики

Расчет и построение переходных характеристик является завершающим этапом курсовой работы. По этим характеристикам определяют основные показатели качества спроектированной системы.

В основу расчета положен метод трапеций.

Суть метода заключается в аппроксимации ВЧХ замкнутых систем трапециями. Для каждой трапеции рассчитывается и строится своя переходная характеристика, а затем производится их алгебраическое суммирование.

Разбиение на трапеции проводится по следующим правилам:

- 1) все трапеции одной стороной начинаются при нулевой частоте;
- 2) если верхнее основание трапеции больше нижнего, то высота трапеции принимается отрицательной;
- 3) алгебраическая сумма всех высот трапеций равна значению ВЧХ при нулевой частоте;
- 4) сумма всех сторон трапеций примерно равна значению ВЧХ на данной частоте;
- 5) верхний диапазон частот ограничивается частотой, после которой значение ВЧХ меньше 5 % ВЧХ при нулевой частоте.

Для каждой трапеции определяются:

- 1) высота трапеции h_i ;
- 2) частота большего основания (частота положительности) $\omega_{n.i}$;
- 3) частота меньшего основания (частота изменения наклона) $\omega_{d.i}$;
- 4) отношение $\chi_i = \frac{\omega_{d.i}}{\omega_{n.i}}$.

По таблице h – функций ([1], [2], приложение Д) ($h(t_{табл})=f(\chi, t_{табл})$), где $t_{табл}$ – относительное табличное время) для каждой трапеции выписываются значения переходной функции трапеции, имеющей единичную высоту и единичную частоту положительности.

Пересчет табличных значений на действительные значения проводят по формулам:

- 1) значение переходной характеристики в данный момент времени

$$h_i(t) = h_i \cdot h_{табл}^i(t_{табл.i}), \quad (8.2)$$

- 2) истинное время

$$t_i = \frac{t_{табл.i}}{\omega_n}. \quad (8.3)$$

Результирующая переходная характеристика определяется алгебраическим сложением полученных характеристик от каждой трапеции при одинаковом истинном времени.

По полученным переходным характеристикам необходимо определить показатели качества и сравнить их с заданными. Сравнение представить в виде таблицы.

Таблица 8.1

Последовательная (параллельная) коррекция			
Показатели		Задано	Получено
Время регулирования	t_p , сек		
Перерегулирование	σ_M , %		
Ошибка	ε_M , %		

9 Моделирование САУ

Проверка правильности полученных результатов осуществляется созданием виртуальной модели в системе MatLab Simulink.

Моделирование проводится для систем без коррекции и с использованием последовательной и параллельной коррекциями.

Моделирование системы с последовательной коррекцией и без коррекции проводится созданием системы по структурной схеме 2.4 с заданными и рассчитанными параметрами. Контроль и запись переходных процессов при подаче задающего воздействия и момента осуществляется с помощью виртуального осциллографа.

Моделирование системы с параллельной коррекцией проводится созданием системы, полученной при расчете параллельной коррекции.

Результаты моделирования сопоставляются с заданными и расчетными.

9.1 Подготовка к работе

После загрузки среды MatLab необходимо перейти в режим Simulink (рисунок 9.1).

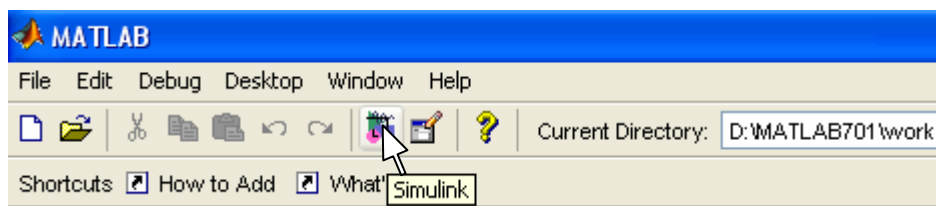


Рисунок 9.1

На панели открывшегося окна выбрать кнопку «Создать новую модель» (рисунок 9.2).

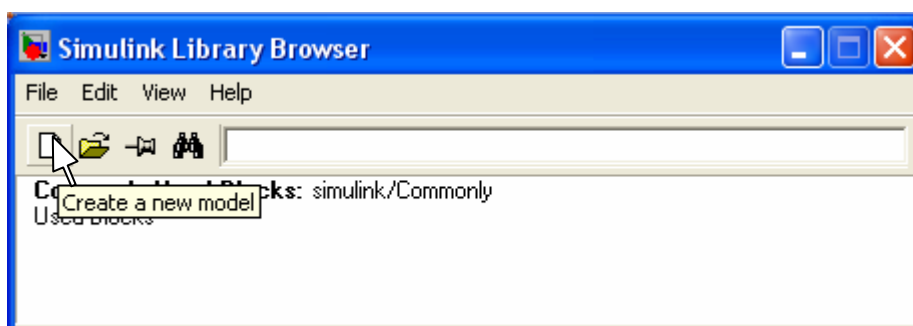


Рисунок 9.2

В новом окне выбрать меню «Simulation» (рисунок 9.3).

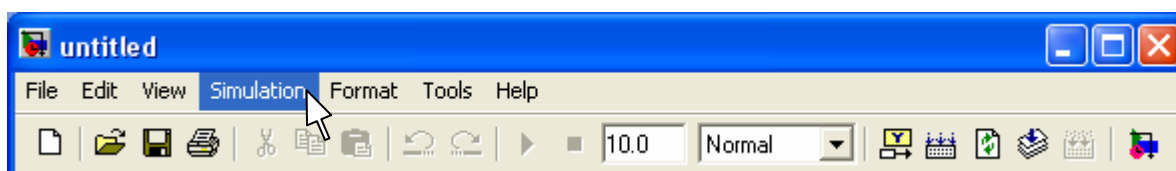


Рисунок 9.3

В выпавшем списке команд выбрать «Configuration Parameters» (рисунок 9.4).

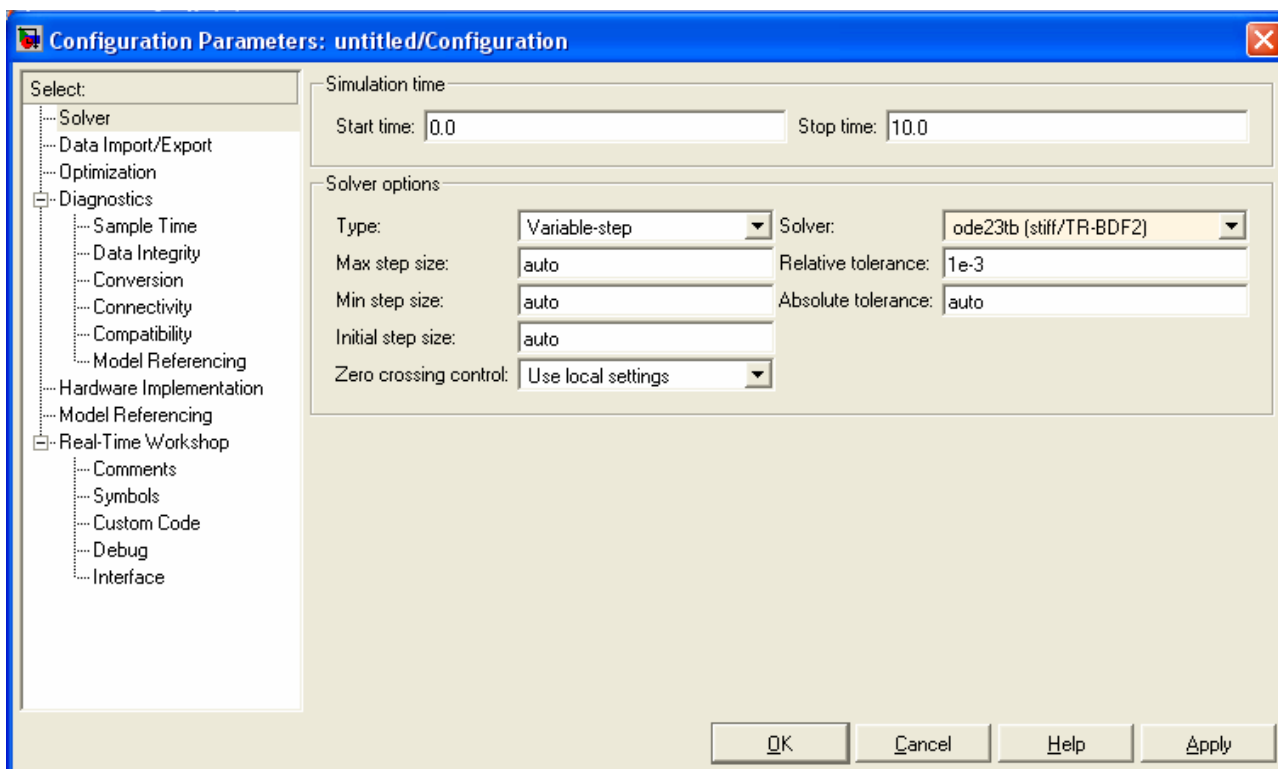


Рисунок 9.4

В окне параметров выбрать метод расчета «Solver» – «ode23tb (stiff/TR-BDF2)».

9.2 Построение модели структурной схемы

Все необходимые элементы для построения структурной схемы находятся в списке блоков (рисунок 9.5).

В левой части отражается список групп функциональных блоков. В правой части список доступных блоков. Создание модели осуществляется путем «перетаскивания» необходимых блоков в окно модели.

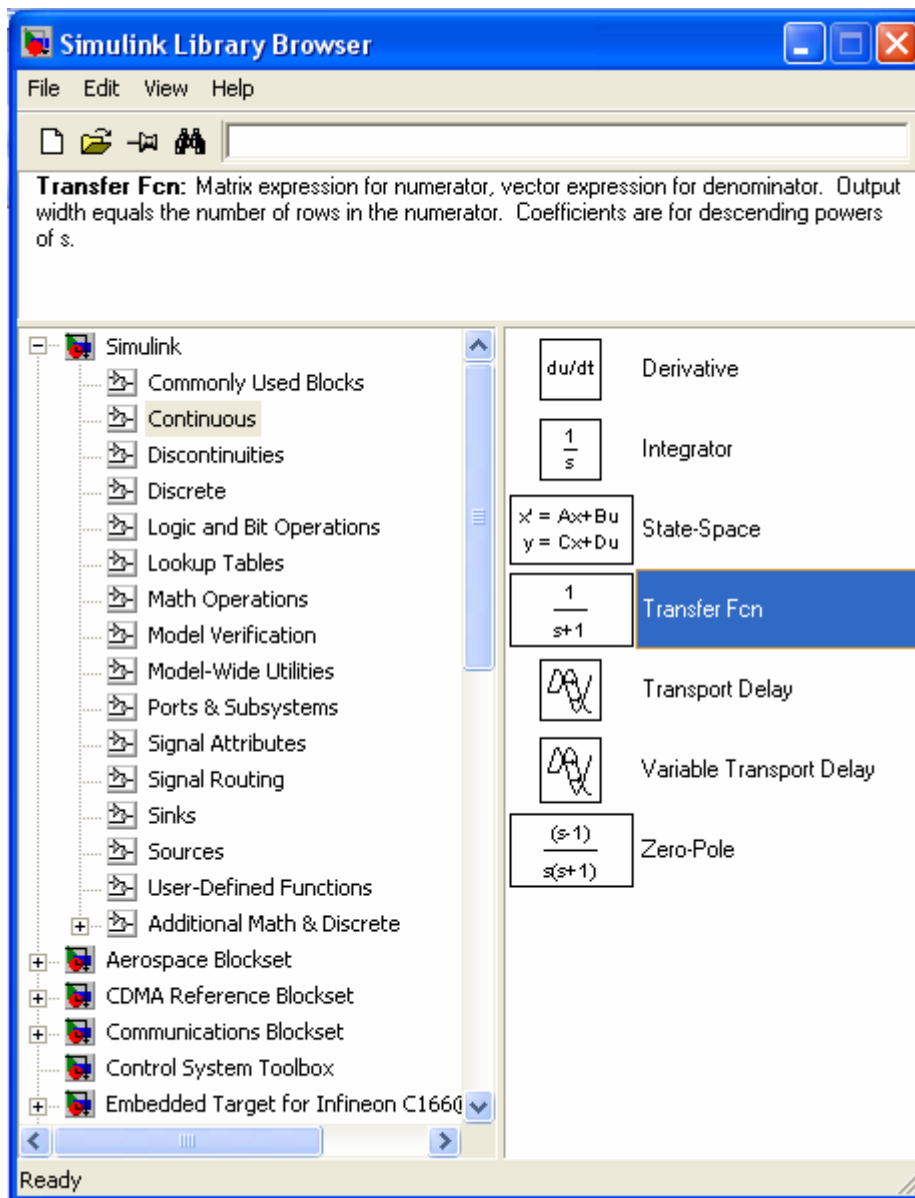


Рисунок 9.5

9.2.1 Передаточные функции в виде дроби

Путь поиска функционального блока (рисунок 9.5):

«Simulink» – «Continuous» – «Transfer Fcn».

После перетаскивания в окно модели необходимо открыть окно настройки двойным щелчком мыши по функциональному блоку (рисунок 9.6).

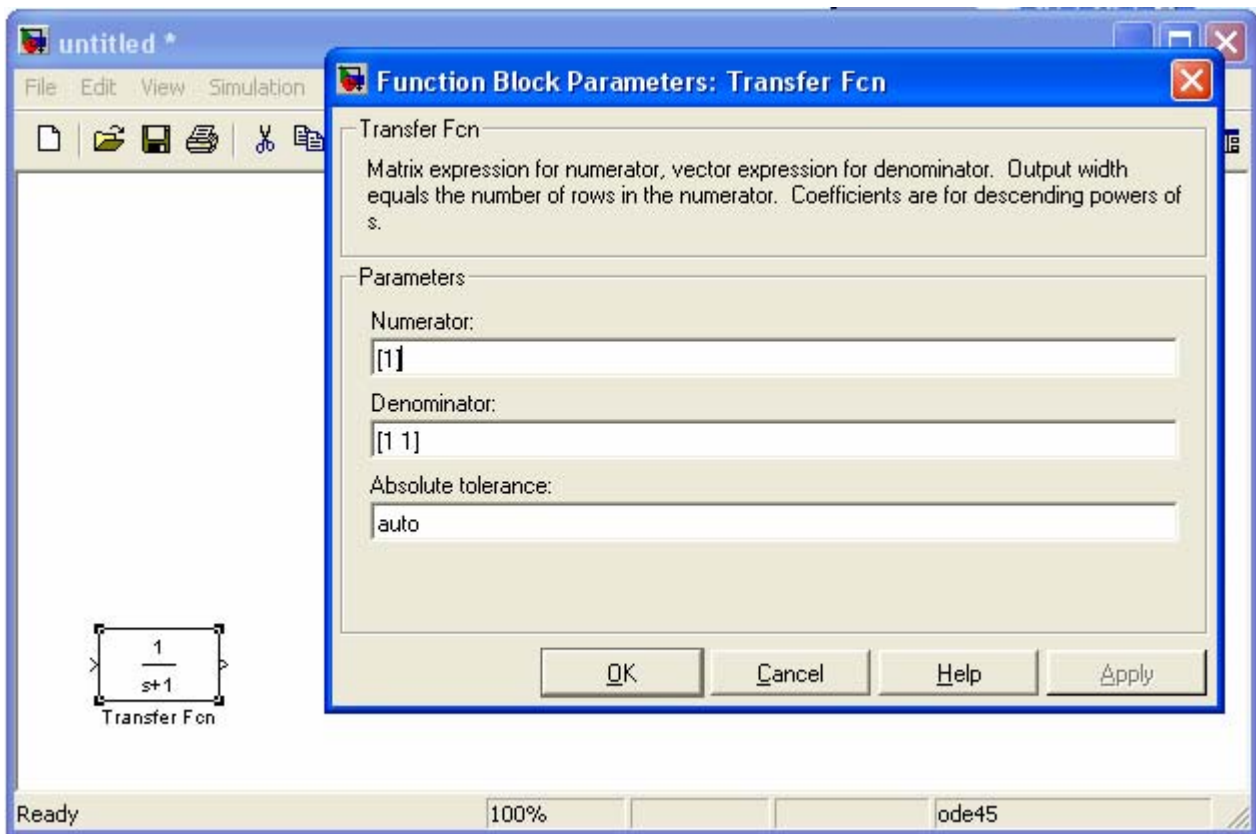


Рисунок 9.6

В окне настройки коэффициенты числителя (Numerator) и знаменателя (Denominator) вводятся отдельно в виде массива, начиная со слагаемого самого высокого порядка.

Например, если требуется ввести передаточную функцию апериодического звена

$$W(p) = \frac{46}{0.0033 \cdot p + 1},$$

вид окна настройки должен быть как на рисунке 9.7.

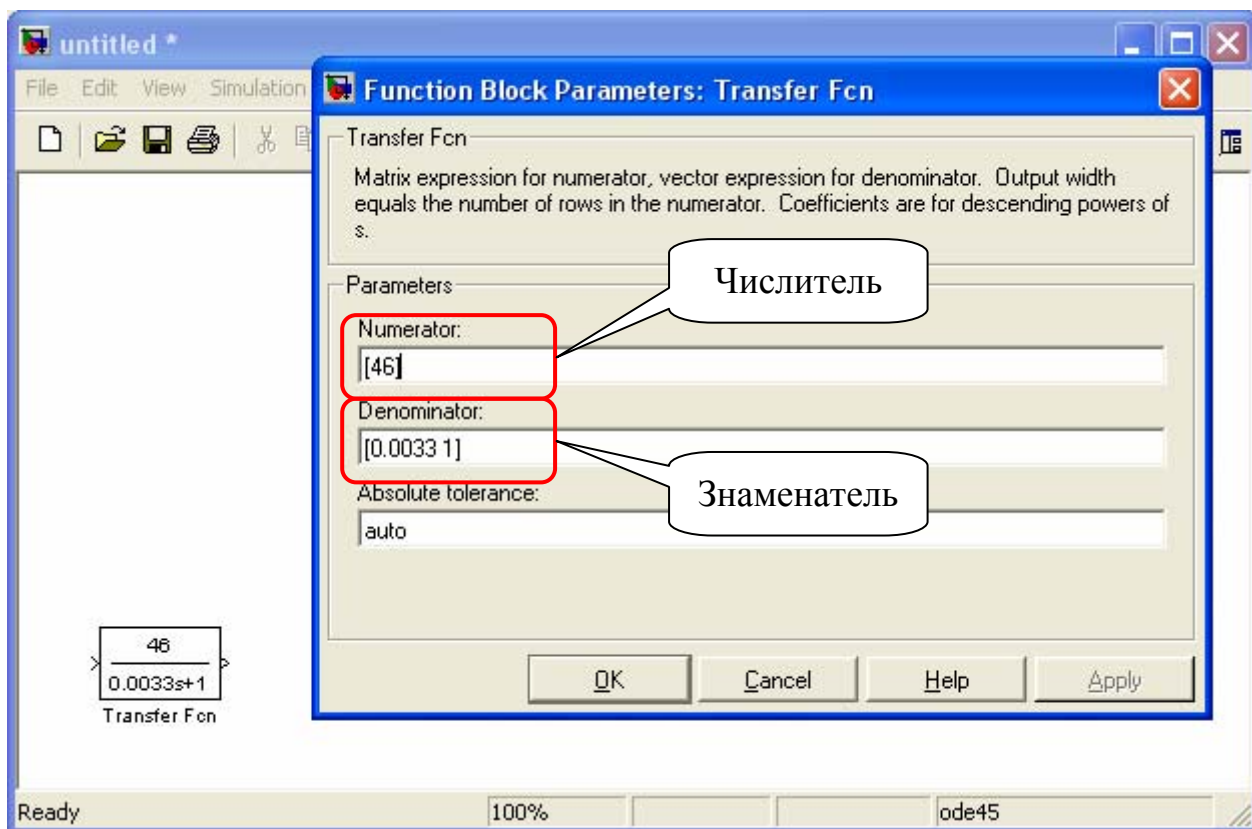


Рисунок 9.7

9.2.2 Пропорциональное звено

Путь поиска функционального блока:

«Simulink» – «Math Operations» – «Gain».

После перетаскивания в окно модели и открытия окна настройки (двойным щелчком) необходимо в строке «Gain» ввести требуемый коэффициент усиления.

9.2.3 Интегрирующее звено

Путь поиска функционального блока:

«Simulink» – «Continuous» – «Integrator».

Данное интегрирующее звено имеет постоянную времени, равную 1 сек. Для моделирования требуемой постоянной времени T , необходимо последова-

тельно с интегрирующим звеном включить усилительное (пропорциональное) с коэффициентом усиления, равным $\frac{1}{T}$.

9.2.4 Узел суммирования

Путь поиска функционального блока:

«Simulink» – «Math Operations» – «Sum».

После перетаскивания в окно модели и открытия окна настройки (двойным щелчком) необходимо в строке «List of signs» ввести знаки входов. По умолчанию звено суммирования имеет два положительных входа, что отражается в соответствующей строке двумя плюсами. Для моделирования отрицательного входа следует один из плюсов заменить на минус. Для расширения количества входов достаточно добавить знак «плюс» или «минус» в конце строки.

9.2.5 Единичный ступенчатый сигнал

Путь поиска функционального блока:

«Simulink» – «Sources» – «Step».

По умолчанию единичный ступенчатый сигнал начинается с момента времени, равного 1 сек. При необходимости время начала сигнала можно изменить – строка «Step time» в окне настройки блока.

Строка «Initial value» определяет значение сигнала до момента «Step time», а строка «Final value» – после.

9.2.6 Осциллограф

Путь поиска функционального блока:

«Simulink» – «Sinks» – «Scope».

После перетаскивания в окно модели окно осциллографа открывается двойным щелчком по блоку (рисунок 9.8). Нажатием на пиктограмму «Parameters» (рисунок 9.8) открывается окно настройки осциллографа (рисунок 9.9).

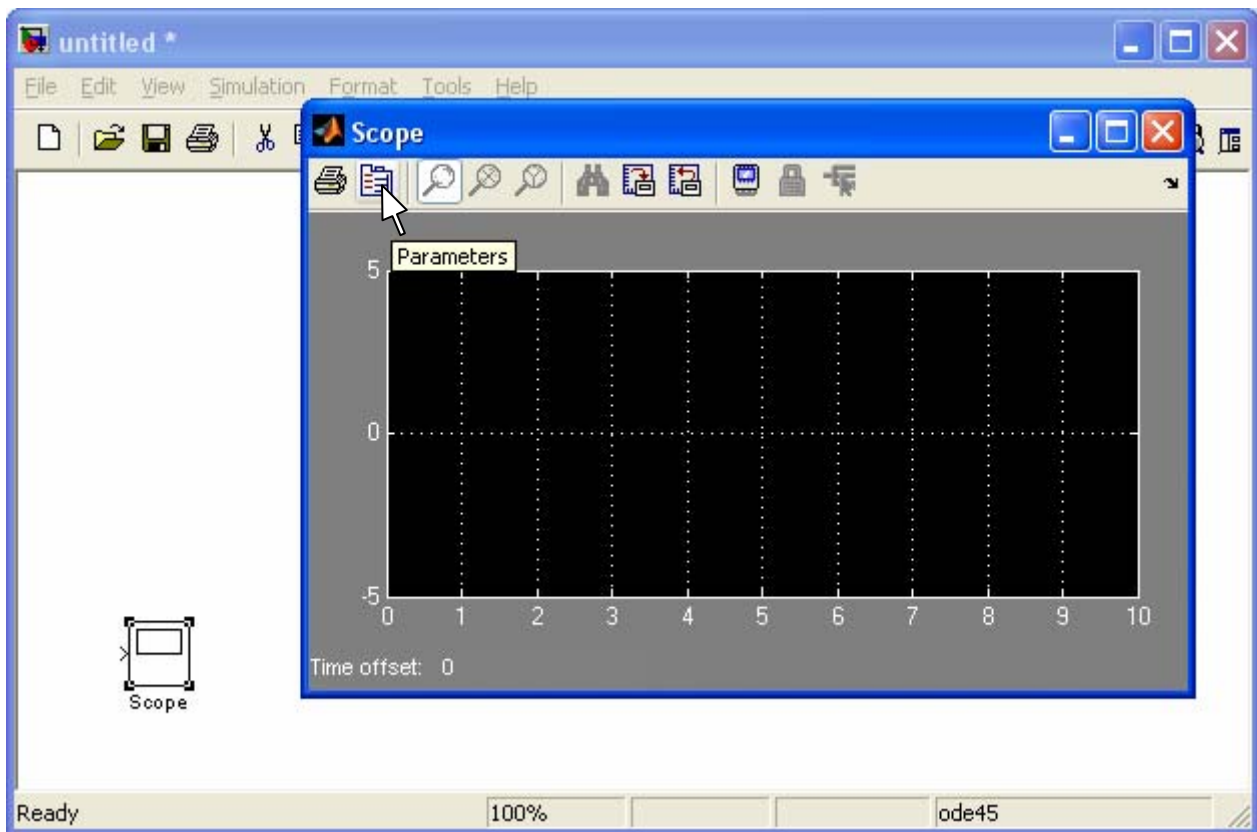


Рисунок 9.8

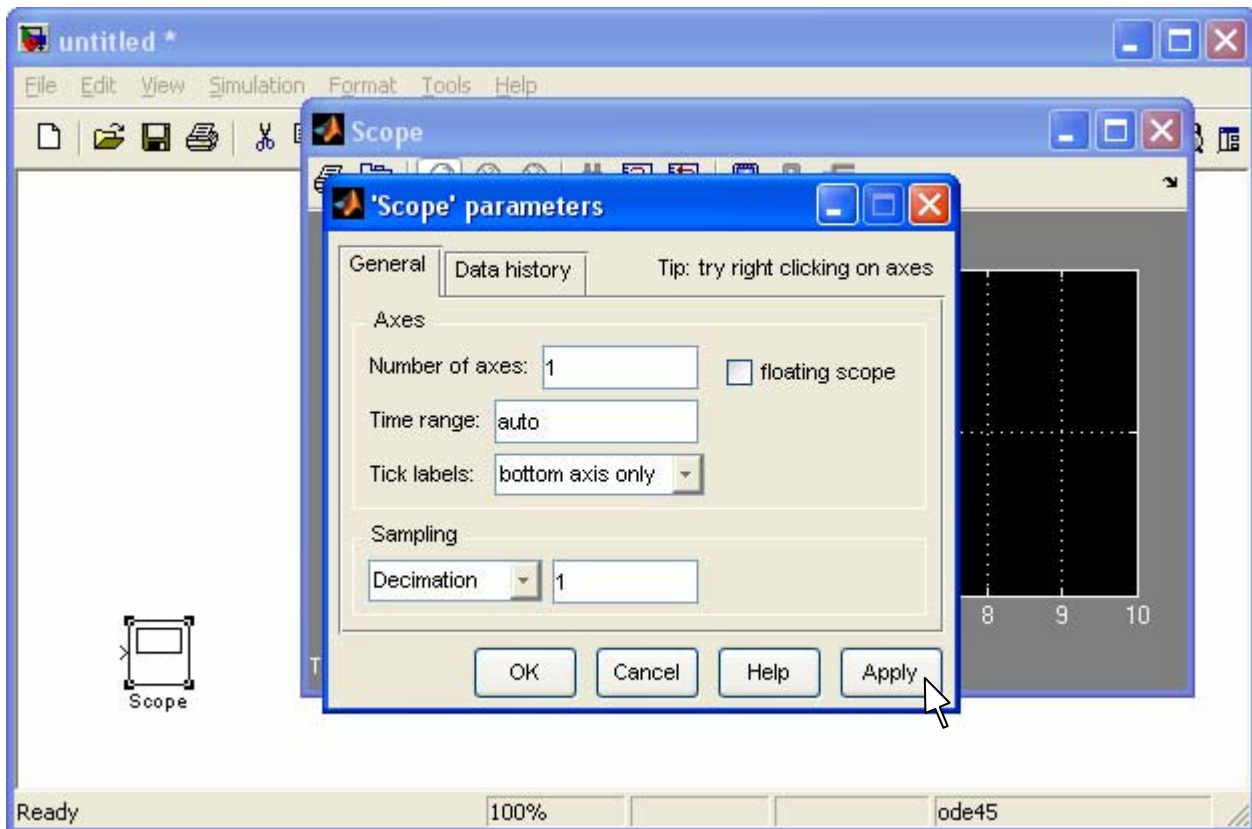


Рисунок 9.9

В строке «Number of axes» вводится число входов осциллографа. По умолчанию осциллограф имеет один вход. После изменения числа входов необходимо нажать кнопку «Apply» (рисунок 9.9).

Во вкладке «Data history» необходимо снять отметку «Limit data points to last». Затем сохранить настройки нажатием кнопки «Ok».

9.2.7 Создание модели

После того, как все функциональные блоки размещены в окне модели (рисунок 9.10) их необходимо соединить линиями с помощью мыши (как в графическом редакторе) – рисунок 9.11.

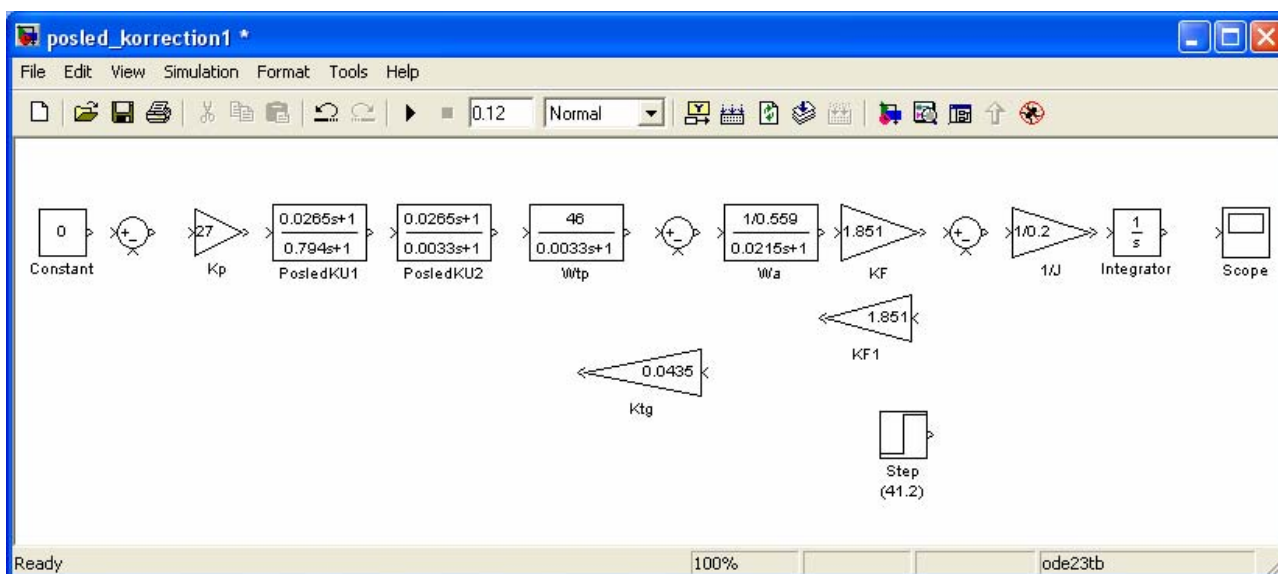


Рисунок 9.10

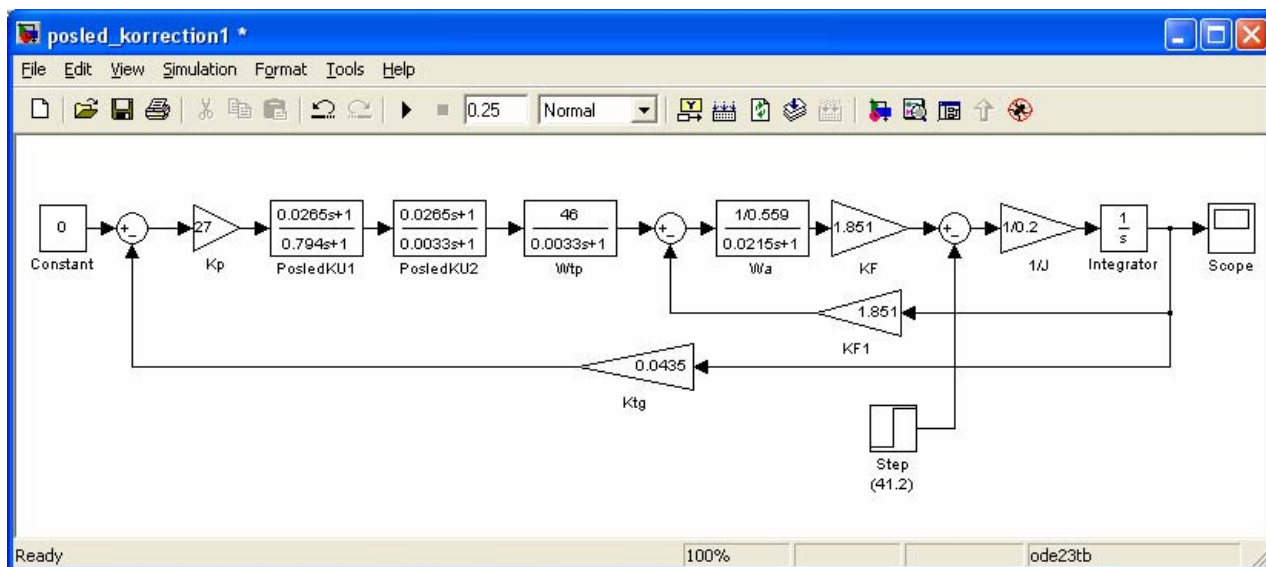


Рисунок 9.11

9.3 Моделирование структурной схемы

Время моделирования следует выбирать в пределах $2-3 t_p$. Выставляется время параметром «Simulation stop time» (рисунок 9.12). Расчет модели запускается кнопкой «Start simulation» (рисунок 9.12). Результат моделирования будет отображен в окне осциллографа. Для автомасштабирования осей необходимо нажать кнопку «Autoscale» (рисунок 9.13).

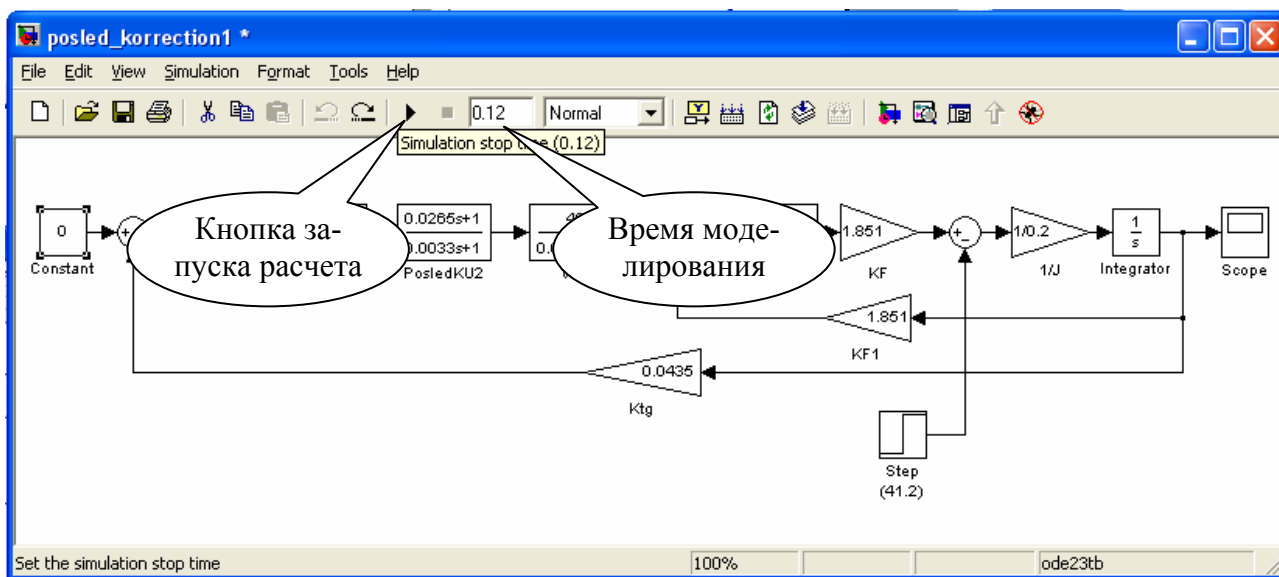


Рисунок 9.12

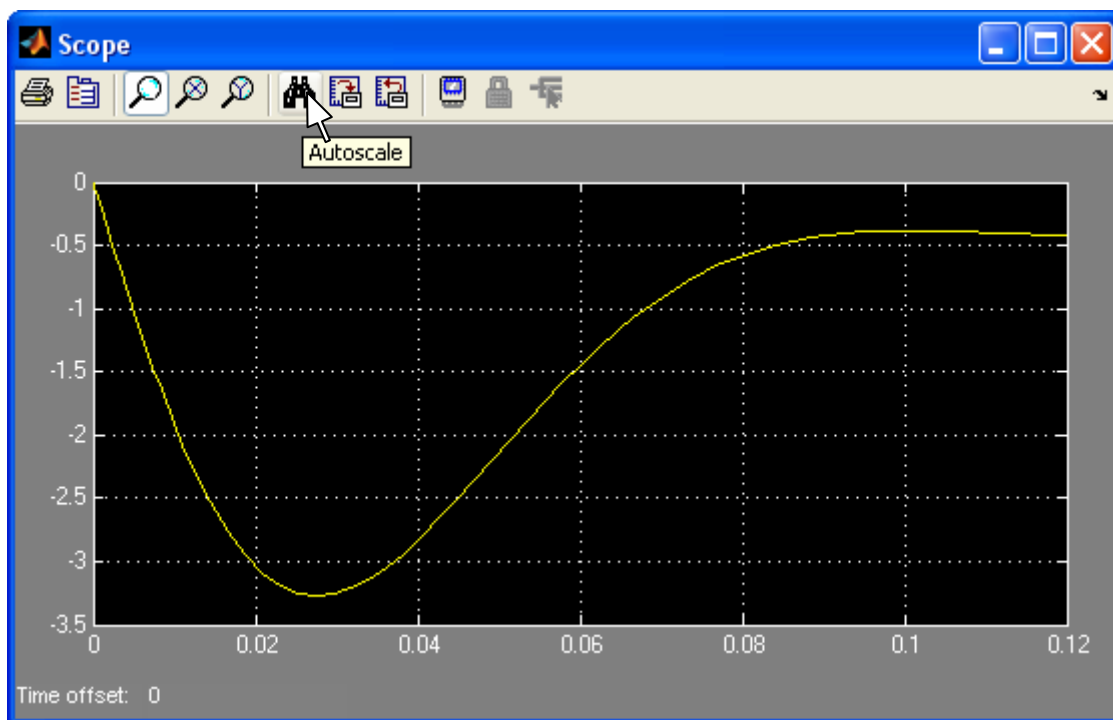


Рисунок 9.13

10 Пример

Для заданной принципиальной схемы (рисунок 1.1) управления двигателем постоянного тока рассчитать систему автоматического управления, удовлетворяющей следующим показателями качества:

а) ошибка регулирования по внешнему возмущению не должна превышать заданного значения

$$\varepsilon_m = 0.1 \%;$$

б) перерегулирование выходной координаты не должна превышать заданного значения

$$\sigma_m = 18 \%;$$

в) время регулирования по управляющему воздействию не должна превышать заданного значения

$$t_p = 0,2 \text{ с.}$$

Двигатели 2П выполняется с тахогенератором типа ТС1. Крутизна напряжения тахогенератора 0.033 В/(об/мин), нагрузочное сопротивление – не менее 2 кОм.

Таблица 10.1 – Технические данные двигателя

Мощность P_n , кВт	Напряжение U_n , В	Частота вращения		КПД η , %	Сопротивление обмоток при 15 ⁰ С			Индуктивность якоря $L_{яц}$, мГн	Момент инерции J , кгм ²
		n_n , об/мин	n_{max} , об/мин		$R_{я}$, Ом	R_o , Ом	$R_{в}$, Ом		
9.5	440	2200	5000	88.5	0.338	0.221	77	12	0.2

11 Структурная схема электропривода

11.1 Функциональная схема электропривода

На основании принципиальной схемы (рисунок 1.1) составим функциональную схему (рисунок 11.1).

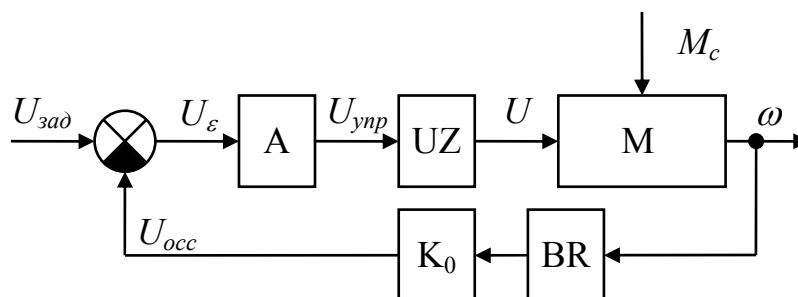


Рисунок 11.1 – Функциональная схема электропривода

На двигатель постоянного тока M подается регулируемое напряжение U от тиристорного преобразователя UZ . Выходным сигналом двигателя является скорость вращения ω , измеряемая тахогенератором BR . Сигнал обратной связи $U_{оцс}$, формирующийся из выходного напряжения BR с помощью промежуточного усилителя K_0 , сравнивается с заданием $U_{зад}$. Ошибка регулирования $U_{\varepsilon} = U_{зад} - U_{оцс}$ усиливается регулятором A и напряжение $U_{упр}$ подается на управляющий вход тиристорного преобразователя.

Электропривод представляет собой замкнутую одноконтурную систему управления с обратной связью по скорости.

Возмущающим сигналом электропривода является статический момент нагрузки M_c .

11.2 Выбор тиристорного преобразователя

Номинальное напряжение двигателя (таблица 10.1) составляет 440 В. Выбираем тиристорный преобразователь с номинальным напряжением $U_{тп.ном} = 460$ В. Таким образом, коэффициент усиления ТП при максимальной входном управляющем сигнале $U_{упр.мах} = 10$ В, составляет

$$K_n = \frac{U_{mn.ном}}{U_{упр. max}} = \frac{460}{10} = 46. \quad (11.1)$$

11.3 Передаточные функции элементов структурной схемы

11.3.1 Тиристорный преобразователь

Тиристорный преобразователь представляет собой аperiodическое звено

$$W_n(p) = \frac{K_n}{\tau \cdot p + 1}, \quad (11.2)$$

где $\tau = \frac{1}{2 \cdot m \cdot f} = \frac{1}{2 \cdot 3 \cdot 50} = 0.0033 \text{ с}$ – постоянная времени тиристорного преобразователя;

$m=3$ – пульсность преобразователя (трехфазная схема выпрямления с нулем);

$f=50$ Гц – частота питающей сети.

11.3.2 Обратная связь по скорости

Обратная связь по скорости состоит из двух последовательно соединенных звеньев – тахогенератора и промежуточного усилителя для масштабирования сигнала тахогенератора до максимального входного напряжения управления, равного 10 В.

Коэффициент усиления цепи обратной связи

$$K_c = K_{mг} \cdot K_0 = \frac{U_{p.max}}{\omega_n} = \frac{10}{230.4} = 0.0434 \text{ В} \cdot \text{с}, \quad (11.3)$$

где $\omega_n = \frac{\pi}{30} n_n = \frac{\pi}{30} 2200 = 230.4 \text{ с}^{-1}$ – номинальная угловая скорость

двигателя.

Тахогенератор представляет собой пропорциональное звено с коэффициентом преобразования, равным

$$W_{m2}(p) = K_{m2} = \frac{30}{\pi} \cdot \gamma = \frac{30}{\pi} 0.033 = 0.315 \text{ В}\cdot\text{с}, \quad (11.4)$$

где $\gamma = 0.033 \text{ В}/(\text{об}/\text{мин})$ – крутизна характеристики тахогенератора типа ТС1 (приложение А).

Из (11.3) коэффициент усиления промежуточного усилителя равен

$$K_0 = \frac{K_c}{K_{m2}} = \frac{0.0434}{0.315} = 0.138. \quad (11.5)$$

11.3.3 Двигатель

Структурная схема двигателя постоянного тока независимого возбуждения приведена на рисунке 11.2.

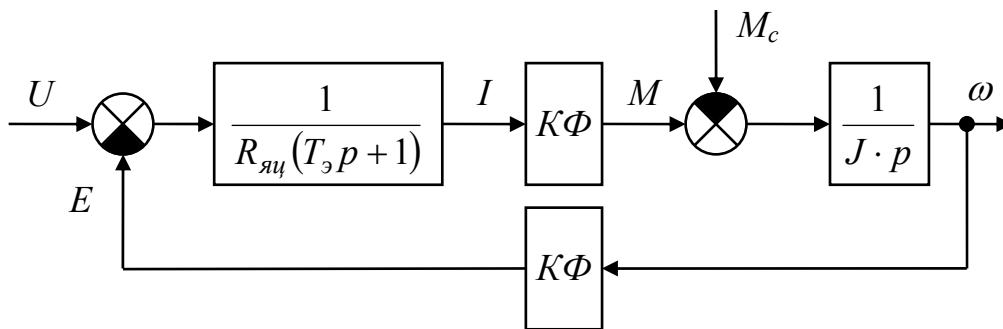


Рисунок 11.2 – Структурная схема двигателя

На рисунке показаны (данные взяты из таблицы 10.1)

$R_{яц} = R_{я} + R_{\text{дон}} = 0.338 + 0.221 = 0.559 \text{ Ом}$ – суммарное сопротивление обмотки якоря и дополнительных полюсов;

$J = 0.2 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$ – момент инерции якоря двигателя;

$K\Phi = \frac{U_n - I_n \cdot R_{яц}}{\omega_n} = \frac{440 - 24.4 \cdot 0.559}{230.4} = 1.851 \text{ В}\cdot\text{с}$ – конструктивный коэффициент двигателя;

$U_n = 440 \text{ В}$ – номинальное напряжение двигателя;

$I_n = \frac{P_n}{U_n \cdot \eta_n} = \frac{9500}{440 \cdot 0.885} = 24.4 \text{ А}$ – номинальный ток якоря двигателя;

$$T_{\vartheta} = \frac{L_{яц}}{R_{яц}} = \frac{12 \cdot 10^{-3}}{0.559} = 0.0215 \text{ с} - \text{электромагнитная постоянная времени}$$

якорной цепи двигателя.

11.3.4 Регулятор

Предварительно передаточную функцию регулятора принимаем в виде пропорционального звена с коэффициентом усиления, равным единице

$$W_{рег}(p) = K_{рег} = 1. \quad (11.6)$$

11.4 Преобразования структурной схемы электропривода

Структурная схема электропривода представлена на рисунке 11.3.

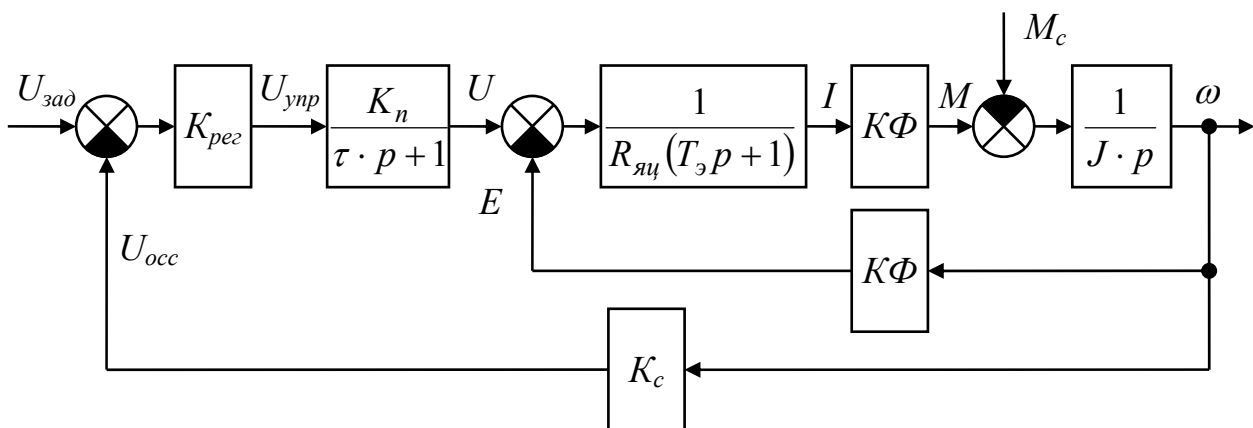


Рисунок 11.3 – Структурная схема электропривода

Произведем преобразование схемы к типовой структурной схеме для замкнутой системы.

11.4.1 Перенос точки приложения возмущения

Возмущающий сигнал (статический момент M_c) перенесем на вход внутреннего контура. При этом, по правилу переноса узла суммирования влево через звено к сигналу M_c необходимо добавить передаточную функцию

$$W_{м1}(p) = \frac{1}{\frac{1}{R_{яц} \cdot (T_{\vartheta} \cdot p + 1)} \cdot K\Phi} = \frac{R_{яц} \cdot (T_{\vartheta} \cdot p + 1)}{K\Phi}. \quad (11.7)$$

Преобразованная структурная схема показана на рисунке 11.4а.

11.4.2 Преобразование структурной схемы двигателя

Внутренний контур является структурной схемой двигателя и преобразуется в эквивалентное звено по правилу встречно-параллельных соединенных звеньев и передаточная функция определится по уравнению

$$\begin{aligned}
 W_{\delta}(p) &= \frac{\frac{1}{R_{яц} \cdot (T_{\vartheta} \cdot p + 1)} \cdot K\Phi \cdot \frac{1}{J \cdot p}}{1 + \frac{1}{R_{яц} \cdot (T_{\vartheta} \cdot p + 1)} \cdot K\Phi \cdot \frac{1}{J \cdot p} \cdot K\Phi} = \frac{K\Phi}{R_{яц} \cdot (T_{\vartheta} \cdot p + 1) \cdot J \cdot p + K\Phi^2} = \\
 &= \frac{K\Phi}{R_{яц} \cdot T_{\vartheta} \cdot J \cdot p^2 + R_{яц} \cdot J \cdot p + K\Phi^2} = \frac{1}{K\Phi} \cdot \frac{1}{\frac{R_{яц} \cdot T_{\vartheta} \cdot J}{K\Phi^2} p^2 + \frac{R_{яц} \cdot J}{K\Phi^2} p + 1} = \\
 &= \frac{K_{\delta}}{T_{\delta}^2 p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_{\delta} \cdot p + 1}, \tag{11.8}
 \end{aligned}$$

где $T_{\delta} = \sqrt{T_m \cdot T_{\vartheta}} = \sqrt{0.0326 \cdot 0.0215} = 0.0265 \text{ с}$ – постоянная времени двигателя;

$T_m = J \cdot \frac{R_{яц}}{K\Phi^2} = 0.2 \frac{0.559}{1.851^2} = 0.0326 \text{ с}$ – электромеханическая постоянная времени;

$\xi = \frac{T_m}{2 \cdot T_{\delta}} = \frac{0.0326}{2 \cdot 0.0265} = 0.616$ – коэффициент затухания колебаний двигателя;

$K_{\delta} = \frac{1}{K\Phi} = \frac{1}{1.851} = 0.54 \text{ (В} \cdot \text{с)}^{-1}$ – коэффициент преобразования двигателя.

Таким образом, двигатель представляет собой колебательное звено.

Преобразованная структурная схема показана на рисунке 11.4 б.

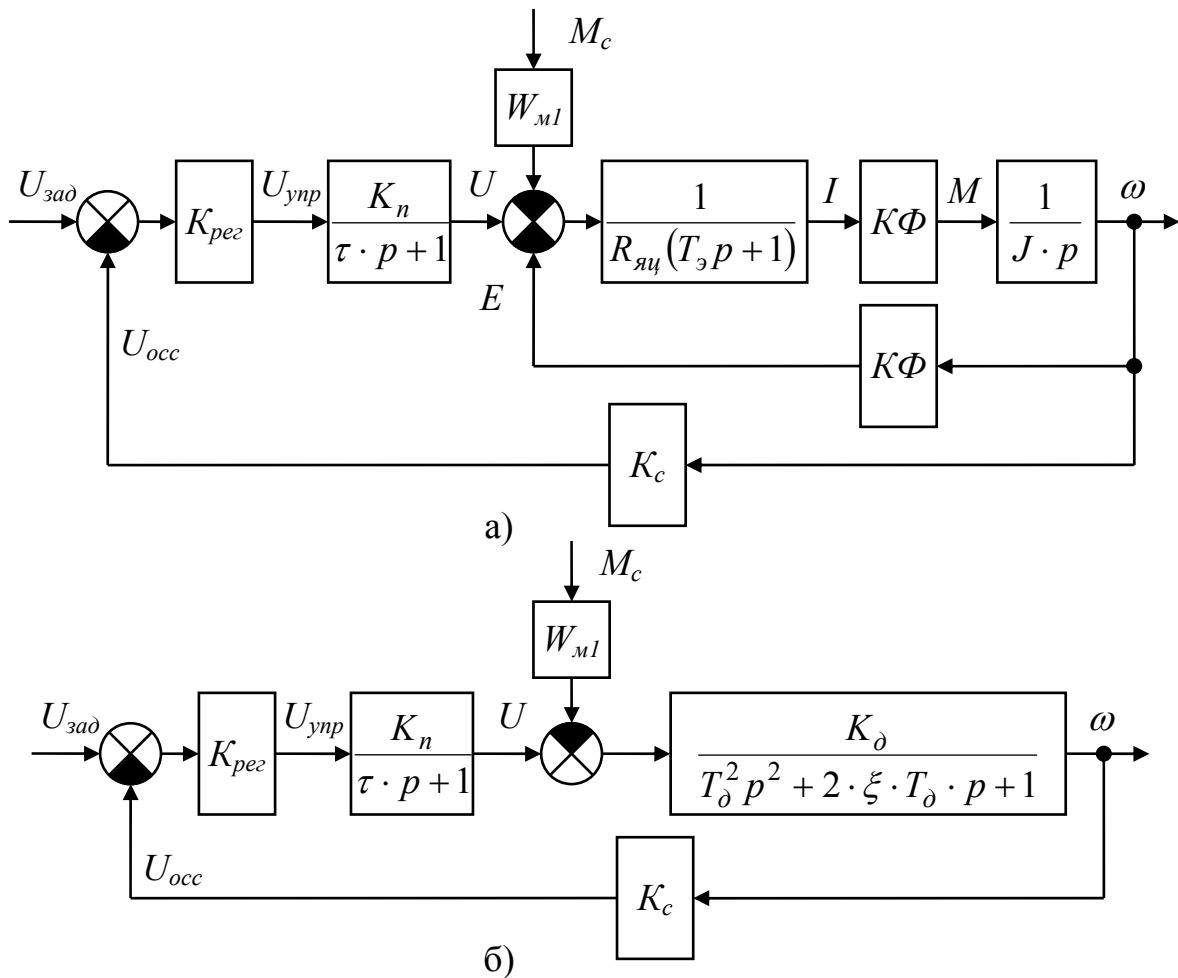


Рисунок 11.4 – Структурные схемы электропривода

11.4.3 Преобразование в структурную схему с единичной обратной связью

В структурной схеме, изображенной на рисунке 11.4 б, перенесем передаточную функцию отрицательной обратной связи K_c через узел суммирования. Преобразованная структурная схема приведена на рисунке 11.5 а.

На рисунке 11.5 б приведена структурная схема электропривода от возмущающего воздействия.

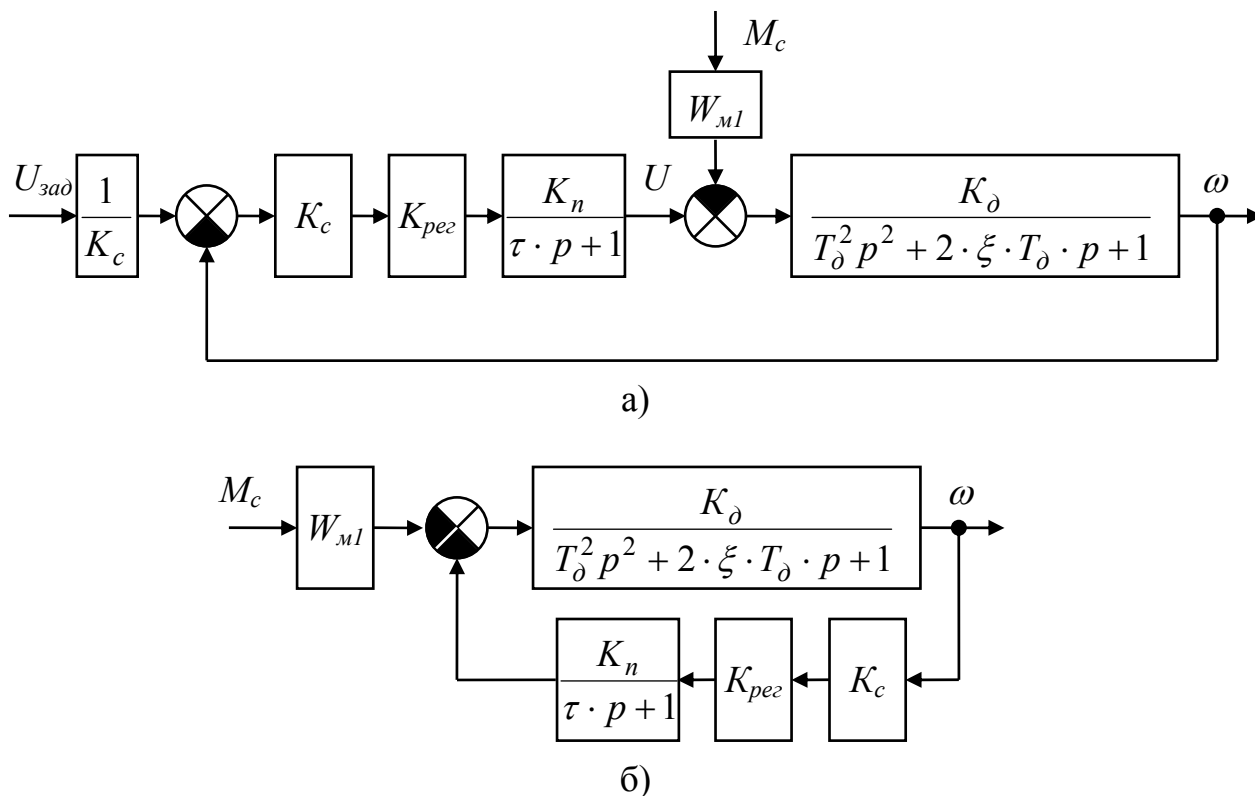


Рисунок 11.5 – Структурные схемы электропривода

11.5 Передаточные функции электропривода

11.5.1 Передаточная функция разомкнутой системы

Передаточная функция разомкнутой системы из рисунка 11.4б записывается в виде

$$\begin{aligned}
 W_p(p) &= \frac{K_c \cdot K_{peg} \cdot K_n \cdot K_\delta}{(\tau \cdot p + 1)(T_\delta^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_\delta \cdot p + 1)} = \\
 &= \frac{K_c \cdot K_{peg} \cdot K_n \cdot K_\delta}{T_\delta^2 \cdot \tau \cdot p^3 + (2 \cdot \xi \cdot T_\delta \cdot \tau + T_\delta^2) \cdot p^2 + (\tau + 2 \cdot \xi \cdot T_\delta) \cdot p + 1}.
 \end{aligned} \tag{11.9}$$

11.5.2 Передаточные функции замкнутой системы по заданию и возмущению

Согласно рисунку 11.4б передаточная функция замкнутой системы по заданию имеет вид

$$\begin{aligned}
W_{зам}^3 &= \frac{W_{pez} \cdot W_n \cdot W_\delta}{1 + W_{pez} \cdot W_n \cdot W_\delta \cdot W_c} = \frac{W_p}{1 + W_p} \cdot \frac{1}{W_c} = \\
&= \frac{K_{pez} \cdot \frac{K_n}{\tau \cdot p + 1} \cdot \frac{K_\delta}{(T_\delta^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_\delta \cdot p + 1)} \cdot K_c}{1 + K_{pez} \cdot \frac{K_n}{\tau \cdot p + 1} \cdot \frac{K_\delta}{(T_\delta^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_\delta \cdot p + 1)} \cdot K_c} \cdot \frac{1}{K_c} = \\
&= \frac{K_{pez} \cdot K_n \cdot K_\delta}{(\tau \cdot p + 1) \cdot [T_\delta^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_\delta \cdot p + 1] + K_{pez} \cdot K_n \cdot K_c \cdot K_\delta} = \\
&= \frac{K_{pez} \cdot K_n \cdot K_\delta}{T_\delta^2 \cdot \tau \cdot p^3 + (2 \cdot \xi \cdot T_\delta \cdot \tau + T_\delta^2) \cdot p^2 + (\tau + 2 \cdot \xi \cdot T_\delta) \cdot p + 1 + K_{pez} K_n K_c K_\delta}. \quad (11.10)
\end{aligned}$$

Согласно рисунку 11.5б передаточная функция замкнутой системы по моменту имеет вид

$$\begin{aligned}
W_{зам}^M &= \frac{\omega}{M_c} = W_{м1} \cdot \frac{W_\delta}{1 + W_\delta \cdot W_n \cdot W_{pez} \cdot K_c} = \frac{W_p}{1 + W_p} \cdot \frac{1}{K_c} \cdot \frac{W_{м1}}{W_n \cdot W_{pez}} = \\
&= W_{зам}^3 \cdot \frac{W_{м1}}{W_n \cdot W_{pez}} = \\
&= \frac{K_{pez} \cdot K_n \cdot K_\delta}{T_\delta^2 \cdot \tau \cdot p^3 + (2 \cdot \xi \cdot T_\delta \cdot \tau + T_\delta^2) \cdot p^2 + (\tau + 2 \cdot \xi \cdot T_\delta) \cdot p + 1 + K_{pez} K_n K_c K_\delta} \times \\
&\quad \times \frac{R_{яц} (T_\delta p + 1)}{K_\Phi} = \\
&= \frac{(K_\delta)^2 \cdot R_{яц} \cdot (\tau \cdot p + 1) \cdot (T_\delta p + 1)}{T_\delta^2 \cdot \tau \cdot p^3 + (2 \cdot \xi \cdot T_\delta \cdot \tau + T_\delta^2) \cdot p^2 + (\tau + 2 \cdot \xi \cdot T_\delta) \cdot p + 1 + K_{pez} K_n K_c K_\delta}. \quad (11.11)
\end{aligned}$$

11.6 Моделирование нескорректированной системы

Структурная схема модели замкнутой нескорректированной системы электропривода показана на рисунке 11.6.

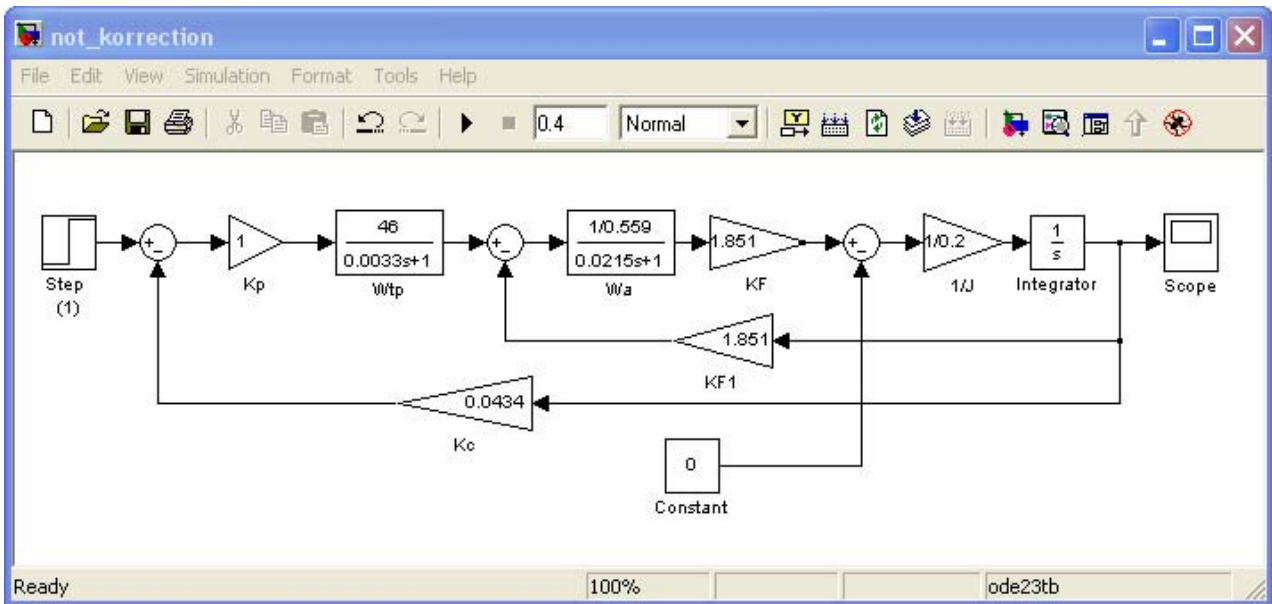


Рисунок 11.6 – Модель замкнутой нескорректированной системы электропривода по заданию

На структурной схеме отображены:

- 1) Step(1) – единичный ступенчатый сигнал;
- 2) K_p – коэффициент усиления регулятора;
- 3) W_{tp} – передаточная функция тиристорного преобразователя;
- 4) W_a – передаточная функция якорной цепи;
- 5) K_F , K_{F1} – конструктивный коэффициент двигателя;
- 6) $1/J$ – коэффициент, зависящий от момента инерции двигателя;
- 7) Integrator – передаточная функция интегрирующего звена, моделирующего механическую часть двигателя;
- 8) K_c – коэффициент обратной связи по скорости;
- 9) Scope – осциллограф для отображения переходного процесса.

Для повышения точности моделирования необходимо изменить алгоритм расчета:

Simulation → Configuration Parameters → Solver → ode23tb (stiff/TR– BDF2).

При моделировании переходного процесса по заданию возмущающий сигнал M_c нужно принять равным нулю. Поэтому к входу статического момента подключена константа, равная нулю (Constant). Время расчета подбираем таким образом, чтобы переходной процесс по заданию отобразился весь вплоть до ус-

тановившегося режима. График переходного процесса по заданию приведен на рисунке 11.7.

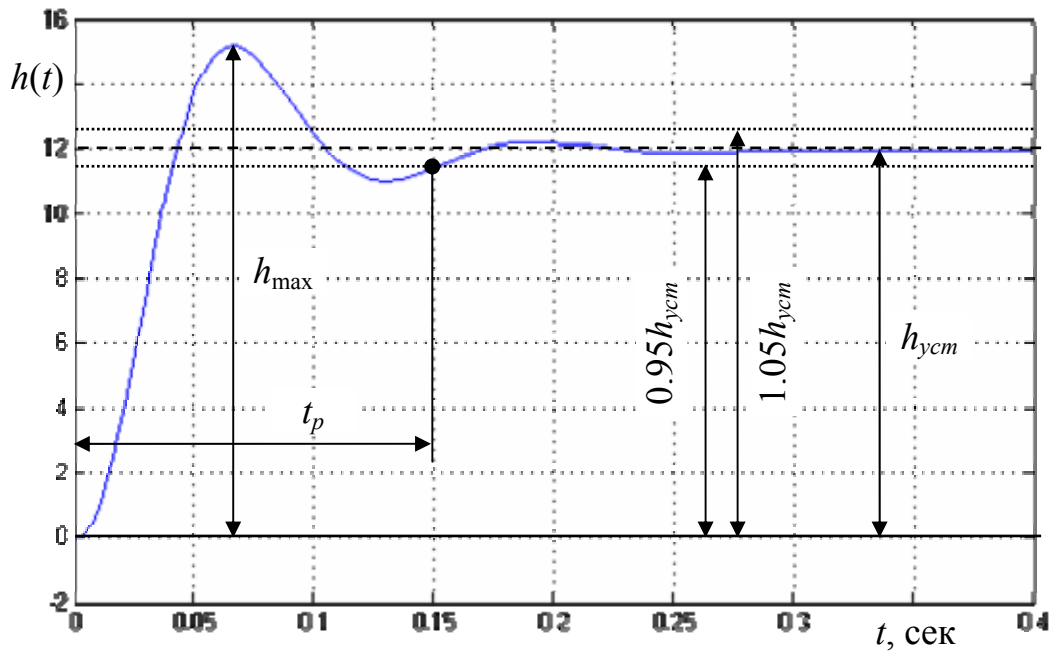


Рисунок 11.7 – График переходного процесса по заданию нескорректированной системы

Для моделирования переходного процесса по возмущению на вход системы по заданию необходимо подать константу, равную нулю, а в качестве возмущения – ступенчатый сигнал уровня, равного номинальному моменту двигателя (рисунок 11.8)

$$M_n = \frac{P_n}{\omega_n} = \frac{9500}{230.4} = 41.2 \text{ Н}\cdot\text{м}. \quad (11.12)$$

График переходного процесса по возмущению приведен на рисунке 11.9.

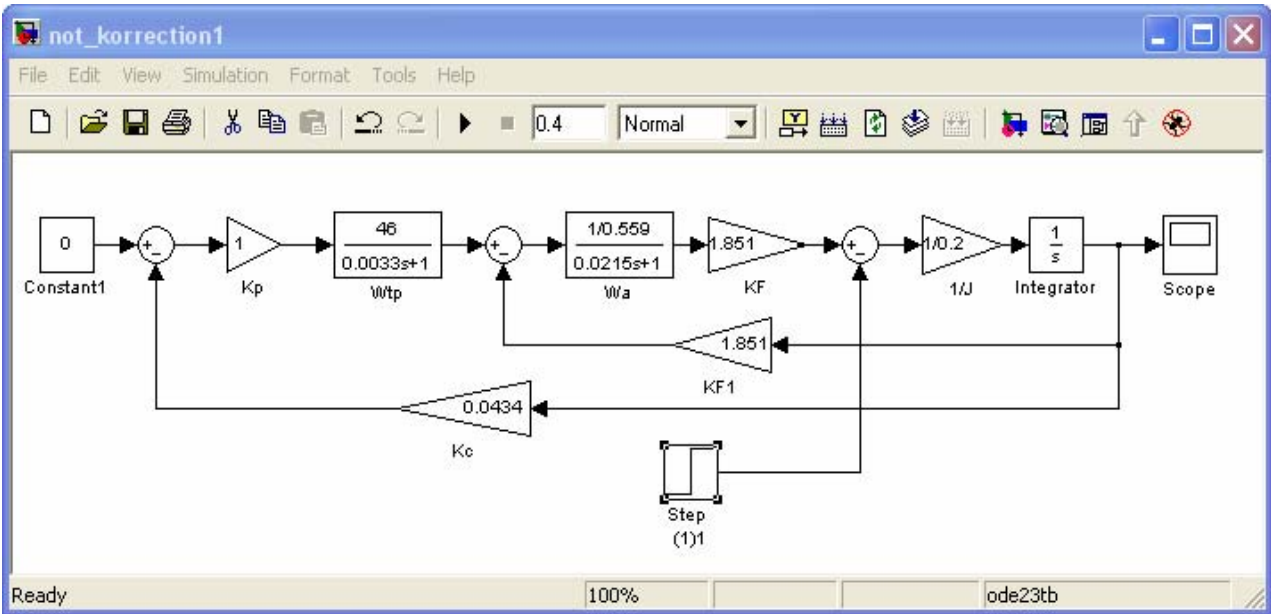


Рисунок 11.8 – Модель замкнутой нескорректированной системы электропривода по возмущению

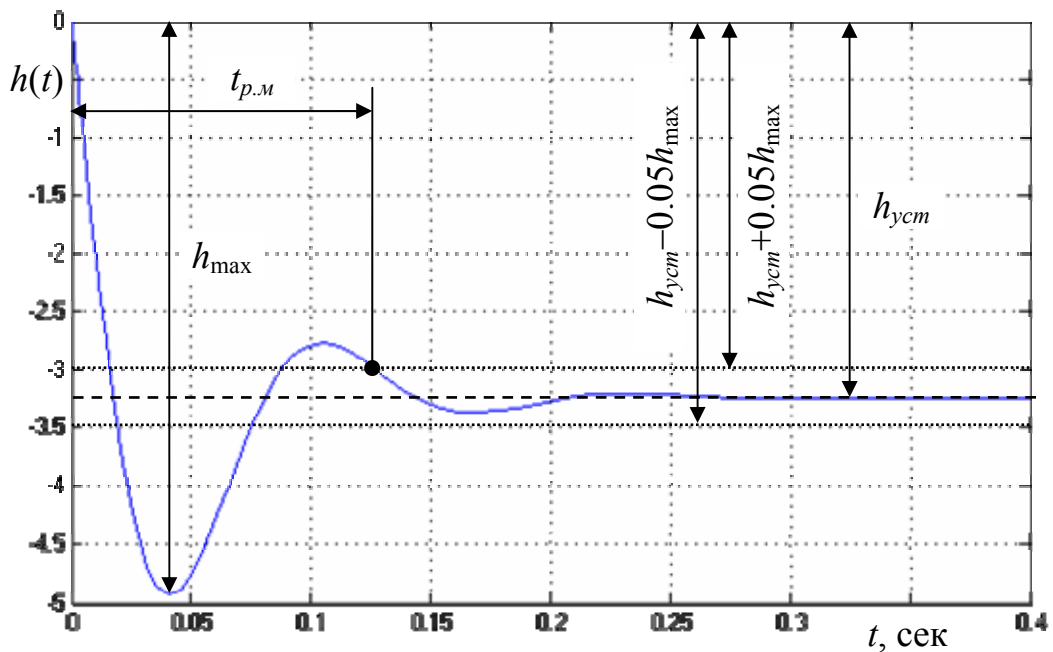


Рисунок 11.9 – График переходного процесса по возмущению нескорректированной системы

Определим показатели качества переходных режимов:

- 1) время регулирования определяется по рисунку 11.7 как время, после которого значение переходного процесса отличается от установившегося уровня не более, чем на 5%

$$h_{уст} = 12;$$

$$1.05 \cdot h_{уст} = 1.05 \cdot 12 = 12.6;$$

$$0.95 \cdot h_{уст} = 0.95 \cdot 12 = 11.4.$$

Таким образом, время переходного процесса равно $t_p = 0.15$ с.

2) перерегулирование определяется по рисунку 11.7 как превышение максимального значения переходного процесса над установившимся

$$\sigma_M = \frac{h_{\max} - h_{уст}}{h_{уст}} \cdot 100\% = \frac{15.1 - 12}{12} \cdot 100\% = 25.8\%.$$

3) ошибка регулирования определяется по рисунку 11.9

$$\varepsilon_M = \frac{h_{уст}}{\omega_H} \cdot 100\% = \frac{3.25}{230.4} \cdot 100\% = 1.41\%.$$

Полученные и заданные показатели качества приведены в таблице 11.1.

Таблица 11.1

Показатели качества	Заданные	Полученные
t_p , с	0.2	0.15
σ_M , %	18	25.8
ε_M , %	0.1	1.41

Как видно, нескорректированная система электропривода не соответствует требованиям по перерегулированию и ошибке.

11.7 Требуемый коэффициент усиления регулятора

Точность электропривода зависит от коэффициента усиления регулятора. Чем он больше, тем меньше ошибка регулирования. По заданию скорость вращения двигателя в *статическом режиме* при изменении момента от 0 до M_H должна измениться не более, чем на

$$\Delta\omega = \frac{\varepsilon_M \cdot \omega_H}{100} = \frac{0.1 \cdot 230.4}{100} = 0.23 \text{ с}^{-1}. \quad (11.13)$$

Из формулы (11.11)

$$\begin{aligned} \Delta\omega &= W_{зам}^M \Big|_{p=0} \cdot M_H = \frac{(K_\partial)^2 \cdot R_{яц}}{1 + K_{рег} K_n K_c K_\partial} \cdot M_H; \Rightarrow \\ 1 + K_{рег} K_n K_c K_\partial &= \frac{(K_\partial)^2 \cdot M_H \cdot R_{яц}}{\Delta\omega}; \Rightarrow \\ K_{рег} &= \frac{(K_\partial)^2 \cdot M_H \cdot R_{яц} - 1}{K_n K_c K_\partial} = \frac{0.54^2 \cdot 41.2 \cdot 0.559 - 1}{46 \cdot 0.0435 \cdot 0.54} = 26.1. \end{aligned} \quad (11.14)$$

Округляем требуемый коэффициент усиления регулятора до ближайшего большего целого. Принимаем

$$K_{рег} = 27.$$

11.8 Устойчивость системы

Определим устойчивость системы электропривода по критерию Найквиста с коэффициентом усиления регулятора, равным 1. По критерию устойчивости Михайлова определим устойчивость системы с коэффициентом усиления регулятора, рассчитанным в п. 11.7.

Подставляя численные значения в формулы (11.9) – (11.11) получаем ($W_p^1(p)$ – разомкнутая передаточная функция с $K_{рег}=1$)

$$W_p(p) = \frac{29.11}{2.32 \cdot 10^{-6} \cdot p^3 + 8.1 \cdot 10^{-4} \cdot p^2 + 0.0359 \cdot p + 1}; \quad (11.15)$$

$$W_p^1(p) = \frac{1.08}{2.32 \cdot 10^{-6} \cdot p^3 + 8.1 \cdot 10^{-4} \cdot p^2 + 0.0359 \cdot p + 1}; \quad (11.16)$$

$$W_{зам}^3(p) = \frac{670.68}{2.32 \cdot 10^{-6} \cdot p^3 + 8.1 \cdot 10^{-4} \cdot p^2 + 0.0359 \cdot p + 30.11}; \quad (11.17)$$

$$W_{зам}^M(p) = 0.163 \frac{7.1 \cdot 10^{-5} \cdot p^2 + 0.0248 \cdot p + 1}{2.32 \cdot 10^{-6} \cdot p^3 + 8.1 \cdot 10^{-4} \cdot p^2 + 0.0359 \cdot p + 30.11}. \quad (11.18)$$

11.8.1 Определение устойчивости по критерию Найквиста

Замкнутая система будет устойчивая, если амлитудно–фазочастотная характеристика (АФЧХ) разомкнутой системы не будет охватывать точку с координатами $(-1, j0)$.

АФЧХ разомкнутой системы получается при подстановке $p=j\omega$ в уравнение (11.16)

$$\begin{aligned} W_p^1(j\omega) &= \frac{1.08}{-j \cdot 2.32 \cdot 10^{-6} \cdot \omega^3 - 8.1 \cdot 10^{-4} \cdot \omega^2 + j \cdot 0.0359 \cdot \omega + 1} = \\ &= \frac{1.08}{(1 - 8.1 \cdot 10^{-4} \cdot \omega^2) + j \cdot (0.0359 \cdot \omega - 2.32 \cdot 10^{-6} \cdot \omega^3)} = \\ &= \frac{1.08}{(1 - 8.1 \cdot 10^{-4} \cdot \omega^2) + j \cdot (0.0359 \cdot \omega - 2.32 \cdot 10^{-6} \cdot \omega^3)} \times \\ &\times \frac{(1 - 8.1 \cdot 10^{-4} \cdot \omega^2) - j \cdot (0.0359 \cdot \omega - 2.32 \cdot 10^{-6} \cdot \omega^3)}{(1 - 8.1 \cdot 10^{-4} \cdot \omega^2) - j \cdot (0.0359 \cdot \omega - 2.32 \cdot 10^{-6} \cdot \omega^3)} = \\ &= \frac{1.08 \cdot (1 - 8.1 \cdot 10^{-4} \cdot \omega^2) - j \cdot 1.08 \cdot (0.0359 \cdot \omega - 2.32 \cdot 10^{-6} \cdot \omega^3)}{(1 - 8.1 \cdot 10^{-4} \cdot \omega^2)^2 + (0.0359 \cdot \omega - 2.32 \cdot 10^{-6} \cdot \omega^3)^2} = \\ &= \frac{1.08 \cdot (1 - 8.1 \cdot 10^{-4} \cdot \omega^2)}{(1 - 8.1 \cdot 10^{-4} \cdot \omega^2)^2 + (0.0359 \cdot \omega - 2.32 \cdot 10^{-6} \cdot \omega^3)^2} + \\ &+ j \frac{-1.08 \cdot (0.0359 \cdot \omega - 2.32 \cdot 10^{-6} \cdot \omega^3)}{(1 - 8.1 \cdot 10^{-4} \cdot \omega^2)^2 + (0.0359 \cdot \omega - 2.32 \cdot 10^{-6} \cdot \omega^3)^2} = P_p^1(\omega) + jQ_p^1(\omega). \quad (11.19) \end{aligned}$$

Для оценки поведения АФЧХ на комплексной плоскости определим точки ее пересечения с осями. При пересечении вещественной оси

$$Q_p^1(\omega) = 0; \quad \Rightarrow \quad 0.0359 \cdot \omega - 2.32 \cdot 10^{-6} \cdot \omega^3 = 0;$$

$$\omega_1 = 0 \text{ c}^{-1}; \quad \omega_2 = \sqrt{\frac{0.0359}{2.32 \cdot 10^{-6}}} = 124.4 \text{ c}^{-1}.$$

Отрицательный корень $\omega_4 = -124.4 \text{ с}^{-1}$ игнорируем, как не имеющий физического смысла.

Значения ВЧХ при ω_1 и ω_2 равны

$$P_p^1(\omega_1) = 1.09; \quad P_p^1(\omega_2) = -0.094.$$

При пересечении мнимой оси

$$P_p^1(\omega) = 0; \quad \Rightarrow \quad 1 - 8.1 \cdot 10^{-4} \cdot \omega^2 = 0;$$

$$\omega_3 = \sqrt{\frac{1}{8.1 \cdot 10^{-4}}} = 35.14 \text{ с}^{-1}.$$

Отрицательный корень $\omega_5 = -35.14 \text{ с}^{-1}$ игнорируем, как не имеющий физического смысла.

Значение МЧХ при ω_3 равно

$$Q_p^1(\omega_3) = -0.93.$$

Вещественную ось АФЧХ пересекает в точке с координатами $(-0.094; j0)$ при частоте ω_2 , которая находится правее точки $(-1; j0)$. Соответственно АФЧХ ее **не охватывает**, и по критерию Найквиста замкнутая система **устойчива**.

В таблице 11.2 приведен расчет АФЧХ при других частотах. На рисунке 11.10 показана АФЧХ разомкнутой системы.

Таблица 11.2

$\omega, \text{ с}^{-1}$	$P_p(\omega)$	$Q_p(\omega)$
$\omega_1=0$	1.080	0.000
5	1.067	-0.195
15	0.929	-0.603
25	0.541	-0.944
$\omega_3=35.14$	0.000	-0.930
45	-0.290	-0.637
65	-0.299	-0.210
$\omega_2=125.1$	-0.094	0.000
300	-0.010	0.007
400	-0.004	0.004

Под запасом устойчивости Δh по амплитуде понимают во сколько раз можно увеличить коэффициент усиления разомкнутой системы, не вводя дополнительного фазового сдвига в систему, чтобы система пришла на границу устойчивости. Следовательно, для того, чтобы точка АФЧХ при частоте ω_2 имела координаты $(-1; j0)$, коэффициент усиления разомкнутой системы необходимо увеличить в $\Delta h = \frac{-1}{-0.094} = 10.6$ раз.

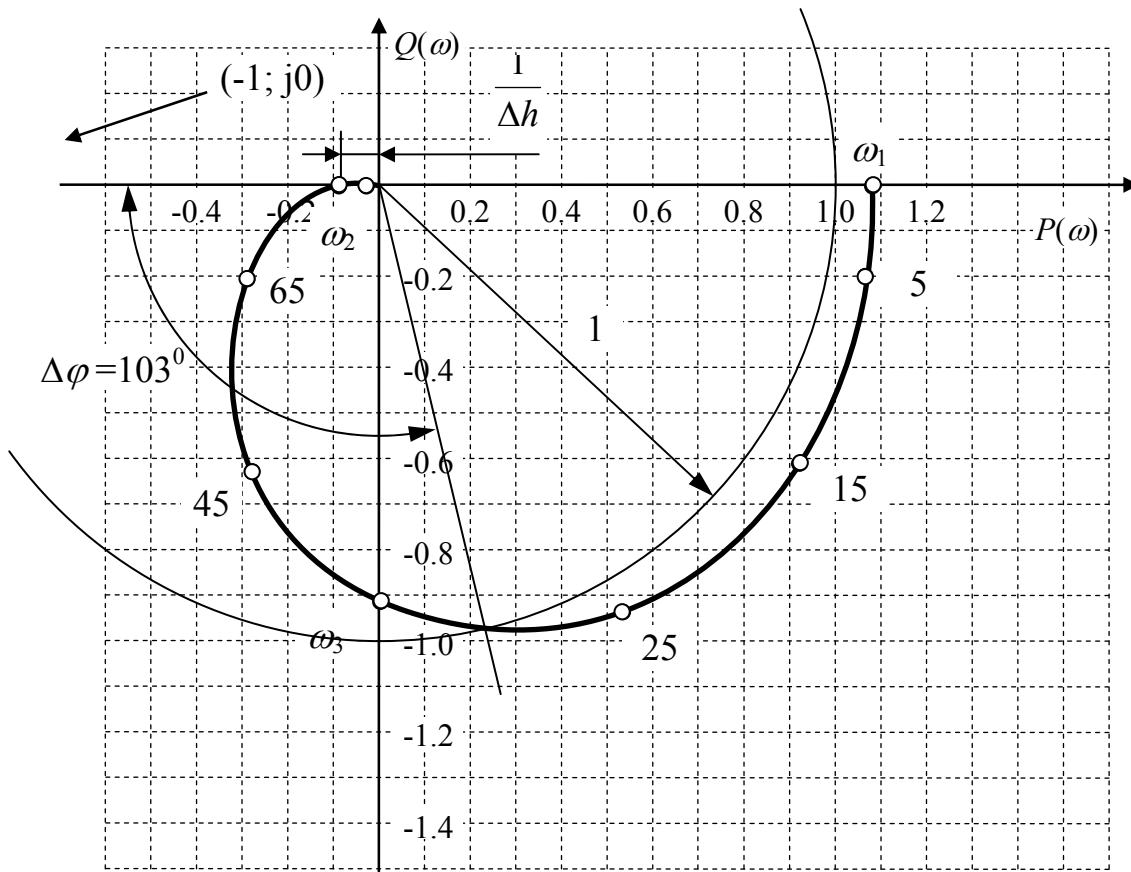


Рисунок 11.10 – АФЧХ разомкнутой системы

Коэффициент усиления регулятора $K_{рег}=27$ больше запаса устойчивости. Поэтому введение регулятора в нескорректированную систему приводит к ее **неустойчивости**.

Под запасом устойчивости по фазе $\Delta\varphi$ понимают, какой дополнительный фазовый сдвиг можно ввести в разомкнутую систему, не изменяя коэффициент усиления системы, чтобы система пришла на границу устойчивости. Для определения этого запаса необходимо начертить в координатах АФЧХ разомкнутой системы круг единичного радиуса с центром в начале координат (рису-

нок 11.10). Запас устойчивости по фазе определяется как угол между отрицательной частью вещественной оси и лучом, проведенным через начало координат и точку пересечения АФЧХ и круга с единичным радиусом ($\Delta\varphi=103^0$).

11.8.2 Определение устойчивости по критерию Михайлова

По критерию устойчивости Михайлова определим устойчивость системы с коэффициентом усиления регулятора, рассчитанным в п. 11.7.

Замкнутая система будет устойчива, если годограф Михайлова (знаменатель замкнутой передаточной функции) последовательно обойдет n квадрантов комплексной плоскости в положительном направлении, где n – количество корней характеристического уравнения.

Знаменатель передаточной функции замкнутой системы по заданию $W_{зам}^3(p)$ имеет вид (11.17)

$$N_3(p) = 2.32 \cdot 10^{-6} \cdot p^3 + 8.1 \cdot 10^{-4} \cdot p^2 + 0.0359 \cdot p + 30.11. \quad (11.20)$$

Годограф Михайлова получается при подстановке в (11.18) $p=j \cdot \omega$

$$\begin{aligned} N_3(j\omega) &= -j \cdot 2.32 \cdot 10^{-6} \cdot \omega^3 - 8.1 \cdot 10^{-4} \cdot \omega^2 + j \cdot 0.0359 \cdot \omega + 30.11 = \\ &= (30.11 - 8.1 \cdot 10^{-4} \cdot \omega^2) + j(0.0359 \cdot \omega - 2.32 \cdot 10^{-6} \cdot \omega^3) = \\ &= P_3(\omega) + jQ_3(\omega). \end{aligned} \quad (11.21)$$

Для оценки поведения годографа Михайлова на комплексной плоскости определим точки его пересечения с осями. При пересечении вещественной оси

$$\begin{aligned} Q_3(\omega) &= 0; \\ 0.0359 \cdot \omega - 2.32 \cdot 10^{-6} \cdot \omega^3 &= 0; \\ \omega_1 &= 0 \text{ с}^{-1}; \quad \omega_2 = \sqrt{\frac{0.0359}{2.32 \cdot 10^{-6}}} = 124.4 \text{ с}^{-1}. \end{aligned}$$

Отрицательный корень $\omega_4 = -124.4$ игнорируем как не имеющего физического смысла.

Значения ВЧХ при ω_1 и ω_2 равны

$$P_3(\omega_1) = 30.11; \quad P_3(\omega_2) = 17.57.$$

При пересечении мнимой оси

$$P_3(\omega) = 0;$$

$$30.11 - 8.1 \cdot 10^{-4} \cdot \omega^2 = 0;$$

$$\omega_3 = \sqrt{\frac{30.11}{8.1 \cdot 10^{-4}}} = 192.8 \text{ c}^{-1}.$$

Отрицательный корень $\omega_5 = -192.8$ игнорируем как не имеющего физического смысла.

Значение МЧХ при ω_3 равно

$$Q_3(\omega_3) = -9.71.$$

Для устойчивой системы годограф должен начаться на положительной части вещественной (горизонтальной) оси и последовательно пересекать сначала мнимую, а затем вещественную ось. Судя по рассчитанным частотам порядок прохождения квадрантов нарушается, следовательно, **система неустойчива**. Значения вещественной и мнимой частей годографа Михайлова в промежуточных точках приведены в таблице 11.2. Годограф Михайлова представлен на рисунке 11.11. Как видно предположение о неустойчивости верно.

Таблица 11.2

ω, c^{-1}	$P_3(\omega)$	$Q_3(\omega)$
$\omega_1=0$	30.11	0
5	30.09	0.18
20	29.79	0.7
80	24.93	1.68
$\omega_2=124.4$	17.57	0
$\omega_3=192.8$	0	-9.71
300	-42.79	-51.87
400	-99.49	-134.12

Как видно из п. 11.8.1 и 11.8.2 увеличение коэффициента усиления разомкнутой системы для обеспечения заданной точности делает эту систему неустойчивой. Работоспособность САУ можно достичь или усложнением передаточной функции регулятора (последовательная коррекция), или применением внутренних гибких обратных связей (параллельная коррекция).

11.9 Построение ЛАФЧХ разомкнутой нескорректированной системы

ЛАФЧХ разомкнутой системы строится как сумма ЛАФЧХ отдельных звеньев: тиристорного преобразователя, двигателя и обратной связи по скорости.

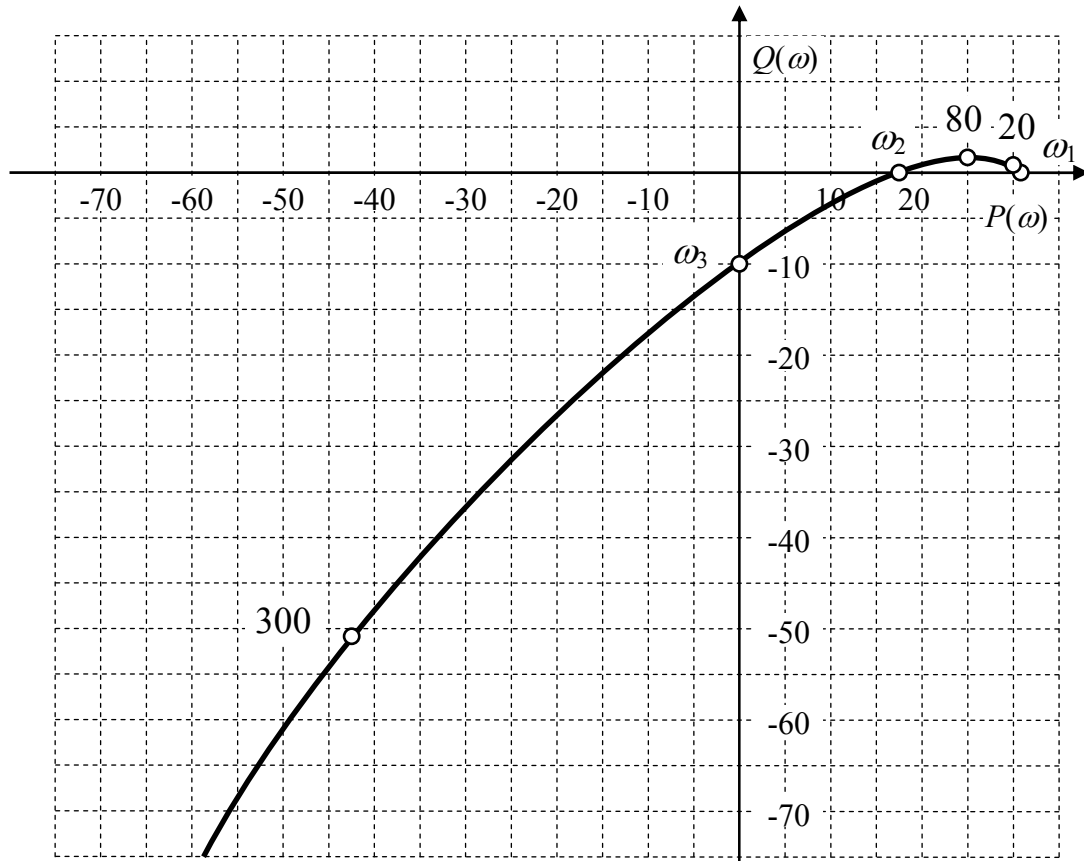


Рисунок 11.11 – Годограф Михайлова

11.9.1 ЛАФЧХ двигателя L_δ

ЛАЧХ двигателя, который представляет собой колебательное звено, строится аппроксимированным способом, так как $\xi=0.6 > 0.35$. Частота сопряжения

$$\omega_{s,\delta} = \frac{1}{T_\delta} = \frac{1}{0.0265} = 37.74 \text{ c}^{-1}; \quad \lg(\omega_{s,\delta}) = 1.58.$$

Слева от частоты сопряжения ЛАЧХ L_δ проводится горизонтально на уровне $20 \cdot \lg(K_\delta) = 20 \cdot \lg(0.54) = -5.4$ дБ. Справа с наклоном минус 40 дБ/дек.

Декадой называется единичный отрезок на оси $\lg(\omega)$, когда частота ω изменяется в 10 раз. Таким образом, L_δ справа от частоты сопряжения проводится через точки (1.58; - 5.4 дБ) и (2.58; - 45.4 дБ).

ЛФЧХ колебательного звена рассчитывается по формуле

$$\varphi_\delta(\omega) = -\arctan\left(\frac{2 \cdot \xi \cdot T_\delta \cdot \omega}{1 - T_\delta^2 \cdot \omega^2}\right). \quad (11.22)$$

Рассчитанные значения ЛФЧХ двигателя приведены в таблице 11.4. ЛАФЧХ двигателя приведены на рисунке 11.12.

В столбце $\varphi_\delta(\omega)$ значения ЛФЧХ после $\lg(\omega) > 1.58$ определяются как сумма значений по формуле (11.21) и (-180).

Таблица 11.4 – ЛФЧХ двигателя

$\lg(\omega)$	$\omega=10^{\lg(\omega)}$	$\varphi_\delta(\omega)$, град
0	1.0	- 1.9
0.5	3.2	- 5.9
1	10.0	- 19.3
1.25	17.8	- 36.8
1.5	31.6	- 73.9
1.58	37.74	- 90
1.75	56.2	- 123.6
2	100.0	- 151.5
2.5	316.2	- 171.5
3	1000.0	- 177.3
3.5	3162.3	- 179.2
4	10000.0	- 179.7

11.9.2 ЛАФЧХ тиристорного преобразователя L_n

ЛАЧХ преобразователя, который представляет собой апериодическое звено, строится аппроксимированным способом. Частота сопряжения

$$\omega_{s.n} = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{0.0033} = 303 \text{ с}^{-1}; \quad \lg(\omega_{s.n})=2.48.$$

Слева от частоты сопряжения ЛАЧХ L_n проводится горизонтально на уровне $20 \cdot \lg(K_n) = 20 \cdot \lg(46) = 33.3$ дБ. Справа – с наклоном минус 20 дБ/дек (проводится через точки (2.48; 33.3 дБ) и (3.48; 13.3 дБ)).

ЛФЧХ апериодического звена рассчитывается по формуле

$$\varphi_n(\omega) = -\arctan(\tau \cdot \omega). \quad (11.23)$$

Рассчитанные значения ЛФЧХ преобразователя приведены в таблице 11.5.

ЛАФЧХ тиристорного преобразователя представлены на рисунке 11.12.

Таблица 11.5 – ЛФЧХ преобразователя

$\lg(\omega)$	$\omega = 10^{\lg(\omega)}$	$\varphi_n(\omega)$, град
0	1.0	- 0.2
0.5	3.2	- 0.6
1	10.0	- 1.9
1.5	31.6	- 6.0
2	100.0	- 18.3
2.5	316.2	- 46.2
3	1000.0	- 73.1
3.5	3162.3	- 84.5
4	10000.0	- 88.3

11.9.3 ЛАФЧХ обратной связи

ЛАЧХ цепи обратной связи по скорости, которая представляет собой усилительное звено, проводится в виде горизонтальной прямой линии на уровне

$$L_c = 20 \cdot \lg(K_c) = 20 \cdot \lg(0.0434) = -27.3 \text{ дБ.}$$

ЛФЧХ данного звена равна нулю. ЛАФЧХ цепи обратной связи по скорости приведены на рисунке 11.12.

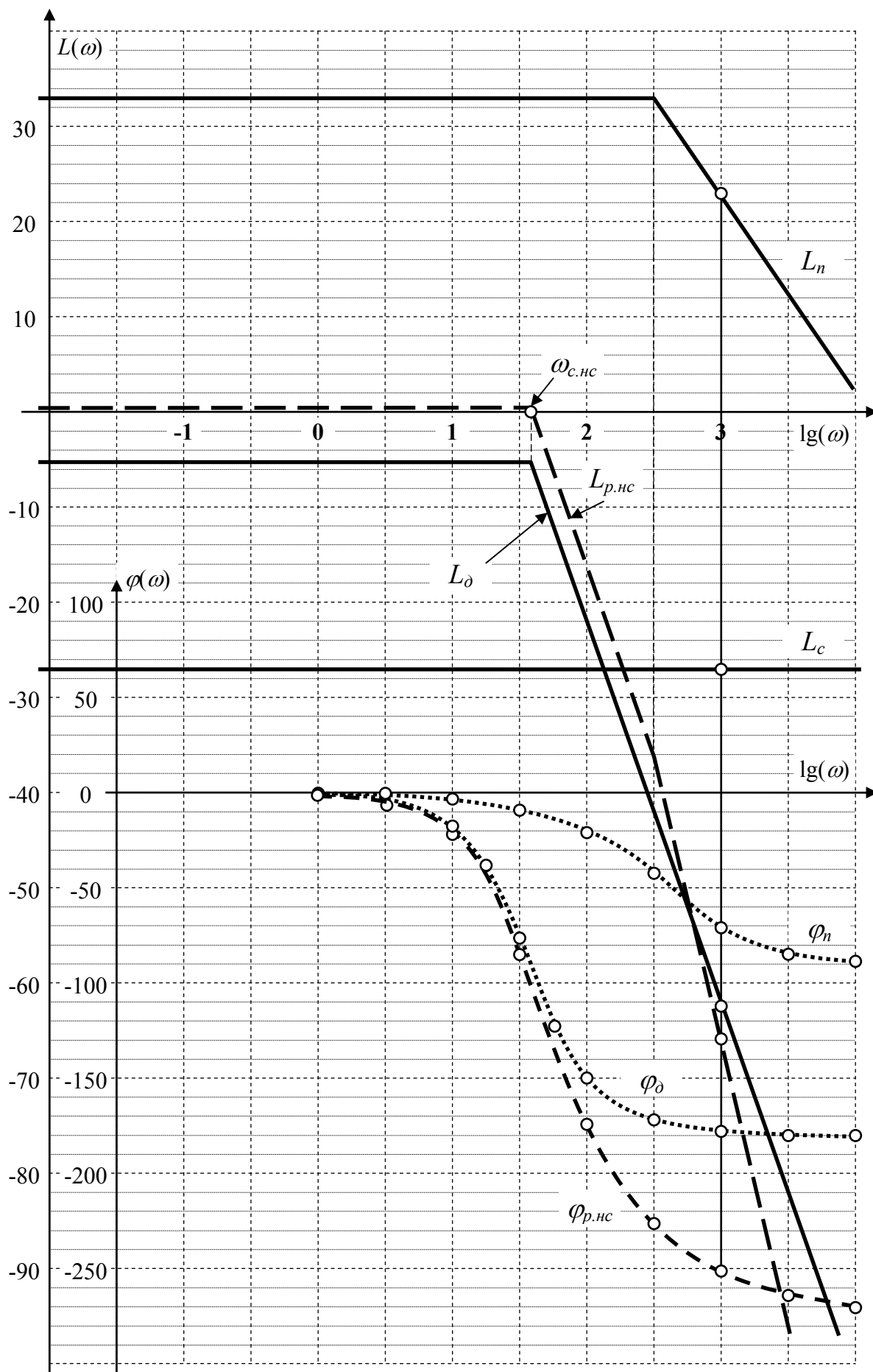


Рисунок 11.12 – ЛАФЧХ разомкнутой нескорректированной системы

11.9.4 Построение ЛАФЧХ разомкнутой нескорректированной системы

Частотные характеристики складываются алгебраически при одинаковых частотах. Например, при частоте $\lg(\omega)=3$ значения суммарной ЛАФЧХ равны (см. рисунок 11.12)

$$L_{p.nc} = L_n + L_c + L_d = 22.9 - 27.3 - 62.2 = -66.6 \text{ дБ};$$

$$\varphi_{p.nc} = \varphi_n + \varphi_d = -73.1 - 177.3 = -250.4 \text{ град.}$$

11.9.5 Оценка показателей качества нескорректированной САУ

Из рисунка 11.12 видно, что частота среза $\omega_{c.nc}$ ЛАЧХ нескорректированной разомкнутой системы практически совпадает с минимальной частотой сопряжения $\omega_{s.min} = 1.58 \text{ с}^{-1}$.

Оценка времени регулирования замкнутой нескорректированной САУ

$$t_p = (3 \div 4) \frac{1}{\omega_{s.min}} = (3 \div 4) \frac{1}{10^{1.58}} = 0.079 \div 0.105 \text{ с.}$$

В области высоких частот правее частоты среза ЛАЧХ имеет наклон минус 60 дБ/дек. Следовательно, переходной процесс начинается с нуля.

В области низких частот левее частоты среза ЛАЧХ имеет нулевой наклон на уровне 0.6 дБ. Следовательно, нескорректированная система является статической, с ошибкой регулирования по возмущению, которую можно определить исходя из (11.11) при $K_{pez}=1$, подстановке $p=0$ и подаче номинального момента

$$\begin{aligned} \varepsilon_M &= \frac{\Delta\omega}{\omega_H} \cdot 100\% = \frac{W_{зам}^M(0) \cdot M_H}{\omega_H} \cdot 100\% = \\ &= \frac{0.54^2 \cdot 0.559}{1 + 1 \cdot 46 \cdot 0.0434 \cdot 0.54} \cdot 41.2 \\ &= \frac{\quad}{230.4} \cdot 100\% = 1.4\%. \end{aligned}$$

Оценки времени регулирования и ошибки регулирования достаточно точно совпадают с показателями качества, определенными в п. 11.6 при моделировании замкнутой нескорректированной системы ($t_p=0.15$ с, $\varepsilon_m=1.41$ %).

11.10 Построение желаемой ЛАЧХ

Желаемая ЛАЧХ разомкнутой системы обеспечивает заданные показатели качества. Частота среза желаемой ЛАЧХ

$$\omega_{сж} = \frac{k \cdot \pi}{t_p} = \frac{2.1 \cdot \pi}{0.2} = 33 \text{ с}^{-1}; \quad \lg(\omega_{ср}) = \lg(33) = 1.52. \quad (11.24)$$

Значение $k \cdot \pi$ определяется по графику на рисунке 11.13. Сначала откладывается заданное значение σ_m , затем переходом на верхний график $k \cdot \pi$, определяется соответствующее значение k .

На рисунке 11.13 показан пример нахождения $k \cdot \pi = 3.1 \cdot \pi$ для $\sigma_m = 25\%$. В курсовом проекте необходимо показать определение k для заданного варианта.

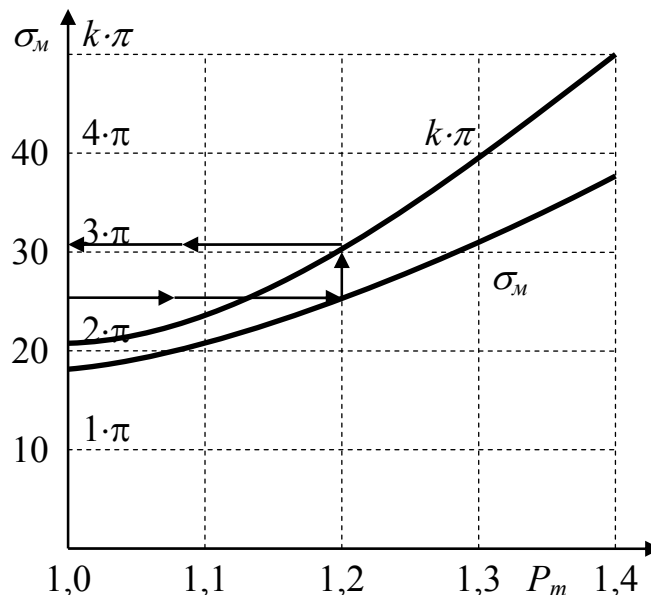


Рисунок 11.13

Через частоту среза $\omega_{сж}$ откладывается желаемая ЛАЧХ $L_{жс}$ с наклоном минус 20 дБ/дек (рисунок 11.14). В области низких частот желаемая ЛАЧХ проводится с нулевым наклоном на уровне

$$L(0)=20 \cdot \lg(K_n \cdot K_d \cdot K_c \cdot K_{рег})=20 \cdot \lg(46 \cdot 0.54 \cdot 0.0434 \cdot 27)=29.3 \text{ дБ.} \quad (11.25)$$

В области высоких частот $L_{жс}$ проводится параллельно $L_{р.нс}$.

11.11 Расчет последовательной коррекции

ЛАЧХ последовательного корректирующего звена (регулятора) рассчитывается по формуле

$$L_{рег} = L_{жс} - L_{р.нс}. \quad (11.26)$$

На рисунке 11.14 приведена ЛАЧХ $L_{рег}$. Данную характеристику можно разложить на 5 звеньев: 2 апериодических $L_{рег1}$, $L_{рег4}$, 2 одинаковых форсирующих $L_{рег2}$, $L_{рег3}$ и усилительное $L_{рег5}$ (рисунок 11.14). Соответственно передаточная функция последовательного корректирующего звена

$$W_{рег}(p) = K_{рег} \frac{(T_{рег2} \cdot p + 1) \cdot (T_{рег3} \cdot p + 1)}{(T_{рег1} \cdot p + 1) \cdot (T_{рег4} \cdot p + 1)}, \quad (11.27)$$

где $K_{рег}=27$;

$$T_{рег1} = \frac{1}{10^{\lg(\omega_{рег1})}} = \frac{1}{10^{0.1}} = 0.794 \text{ с};$$

$$T_{рег2} = T_{рег3} = \frac{1}{10^{\lg(\omega_{рег2})}} = \frac{1}{10^{1.58}} = 0.0265 \text{ с};$$

$$T_{рег4} = \frac{1}{10^{\lg(\omega_{рег4})}} = \frac{1}{10^{2.48}} = 0.0033 \text{ с}.$$

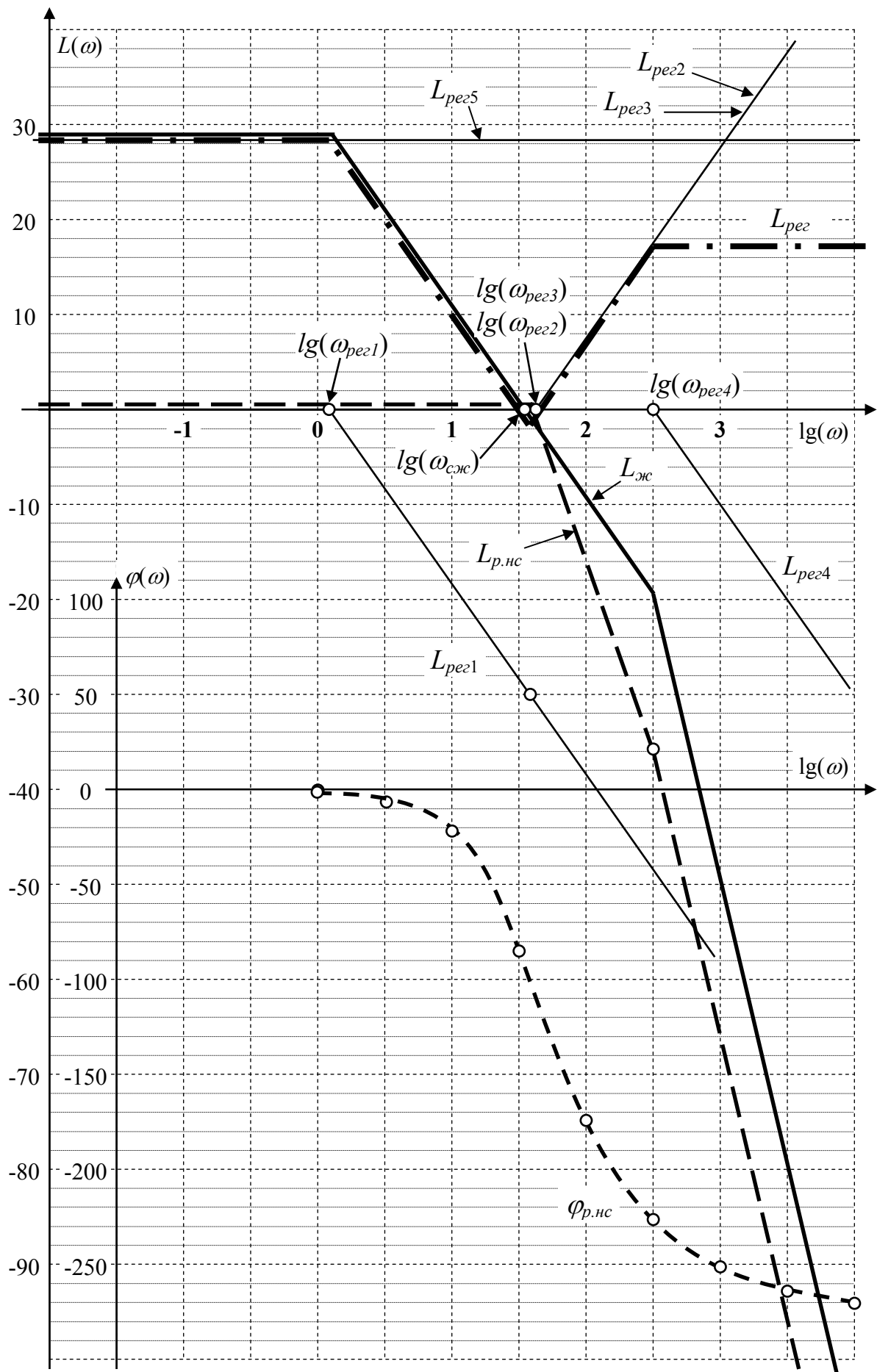


Рисунок 11.14 – Построение желаемой ЛАЧХ и последовательной коррекции

11.12 Расчет параллельной коррекции

Параллельное корректирующее устройство введем в систему электропривода в виде гибкой обратной связи, охватываемой тиристорный преобразователь. Для обеспечения заданной точности регулятор представляется упрощенно в виде пропорционального звена с коэффициентом, рассчитанным в п. 11.7.

На рисунке 11.15 приведена исходная структурная схема с параллельной коррекцией. Таким образом, тиристорный преобразователь является звеном, охваченным параллельной коррекцией ($L_{охв}=L_n$). А неохваченной частью – пропорциональный регулятор, двигатель и обратная связь по скорости

$$L_{но} = 20 \cdot \lg(K_{рег}) + L_{\delta} + L_o. \quad (11.28)$$

При построении параллельной коррекции разомкнутая нескорректированная ЛАЧХ рассчитывается с учетом пропорциональной части регулятора

$$L_{р.нс1} = L_{р.нс} + 20 \cdot \lg(K_{рег}). \quad (11.29)$$

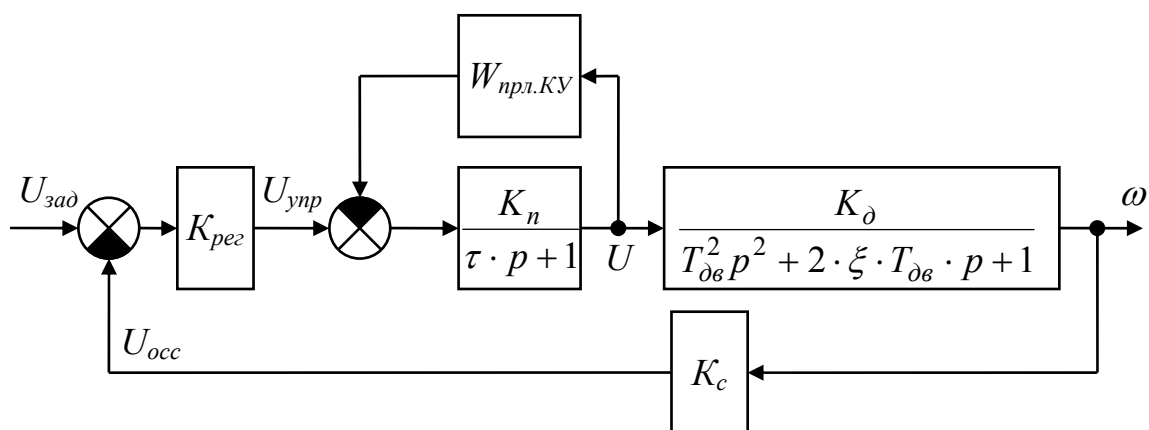


Рисунок 11.15 – Структурная схема электропривода с параллельной коррекцией

На рисунке 11.16 показано построение ЛАЧХ параллельного корректирующего устройства.

Для того, чтобы ЛАЧХ параллельного корректирующего устройства имела наиболее простой вид, изменим наклон желаемой ЛАЧХ в области высоких частот (при $\lg(\omega) > 3$) на минус 40 дБ/дек – параллельно неохваченной ЛАЧХ.

Определяется область существенных частот, где $L_{p.нс1} > L_{ж}$. В этой области ЛАЧХ параллельного корректирующего устройства равна

$$L_{нрл.КУ} = L_{но} - L_{ж}. \quad (11.30)$$

В области несущественных частот строим ЛАЧХ коррекции как продолжение из области существенных частот.

Характеристику параллельной коррекции можно разложить на 4 звена: 2 одинаковых апериодических $L_{нк1}$, $L_{нк2}$, 1 дифференцирующее $L_{нк3}$ и 1 форсирующее $L_{нк4}$.

Соответственно передаточная функция параллельного корректирующего звена

$$W_{нк}(p) = \frac{T_{нк3} \cdot p \cdot (T_{нк4} \cdot p + 1)}{(T_{нк1} \cdot p + 1) \cdot (T_{нк2} \cdot p + 1)}, \quad (11.31)$$

где $T_{нк1} = T_{нк2} = \frac{1}{10^{\lg(\omega_{нк1})}} = \frac{1}{10^{1.58}} = 0.0265 \text{ с};$

$$T_{нк3} = \frac{1}{10^{\lg(\omega_{нк3})}} = \frac{1}{10^{1.75}} = 0.0178 \text{ с};$$

$$T_{нк4} = \frac{1}{10^{\lg(\omega_{нк4})}} = \frac{1}{10^{2.48}} = 0.0033 \text{ с}.$$

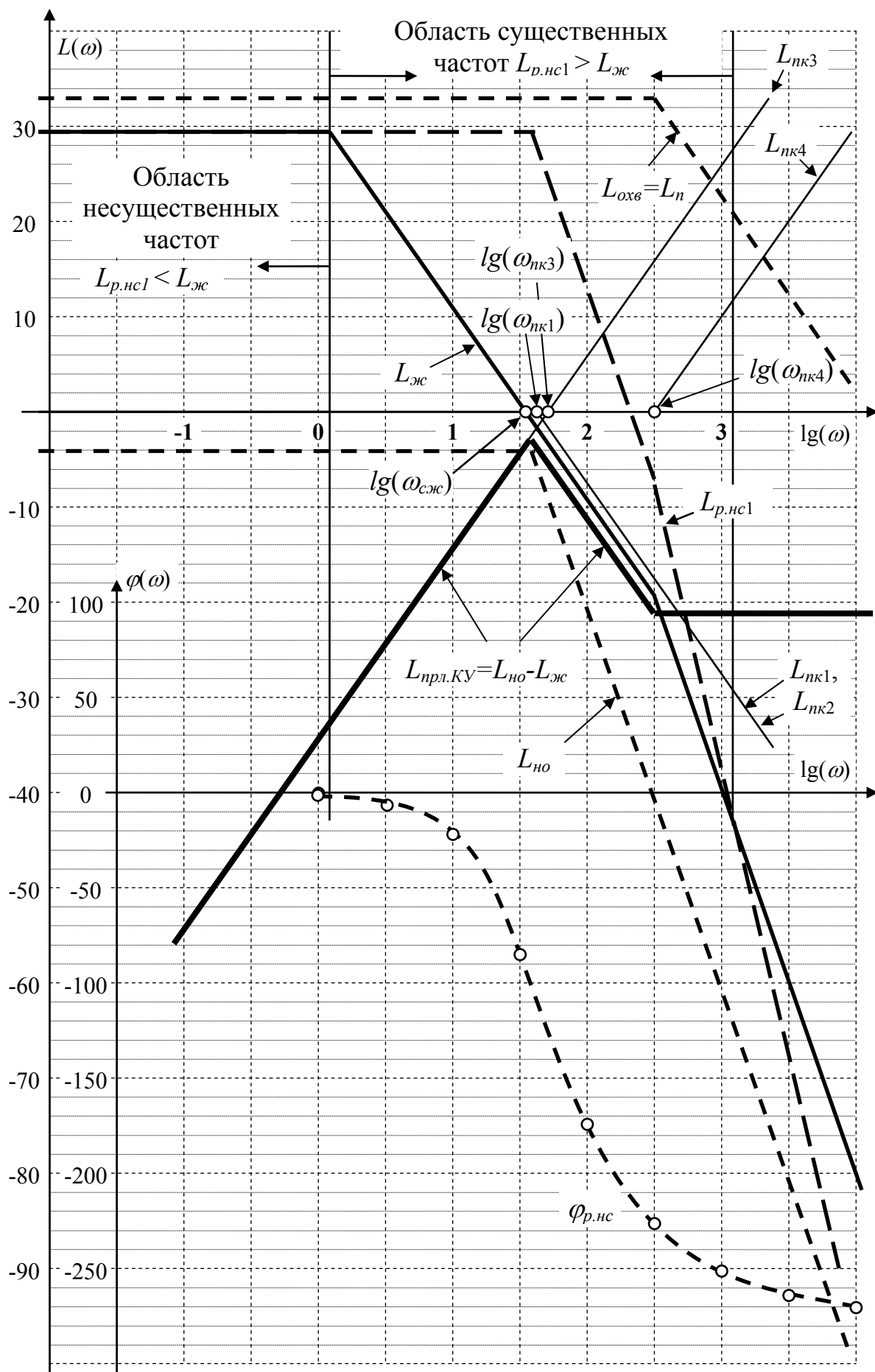


Рисунок 11.16 – Построение ЛАЧХ параллельной коррекции

11.13 Построение ЛАФЧХ скорректированных разомкнутой и замкнутых систем

11.13.1 ЛАФЧХ разомкнутой скорректированной системы с последовательной коррекцией

Уточним ЛАЧХ $L_{p,ск.нсл}$ разомкнутой скорректированной системы более точным построением ЛАЧХ регулятора

$$L_{рег.ум}(\omega) = L_{рег1.ум} + L_{рег2.ум} + L_{рег3.ум} + L_{рег4.ум} + L_{рег5}, \quad (11.32)$$

где $L_{рег1.ум} = -20 \cdot \lg(\sqrt{1 + T_{рег1}^2 \cdot \omega^2})$ – ЛАЧХ апериодической составляющей;

$L_{рег2.ум} = 20 \cdot \lg(\sqrt{1 + T_{рег2}^2 \cdot \omega^2})$ – ЛАЧХ форсирующей составляющей;

$L_{рег3.ум} = 20 \cdot \lg(\sqrt{1 + T_{рег3}^2 \cdot \omega^2})$ – ЛАЧХ форсирующей составляющей;

$L_{рег4.ум} = -20 \cdot \lg(\sqrt{1 + T_{рег4}^2 \cdot \omega^2})$ – ЛАЧХ апериодической составляющей;

$L_{рег5} = 20 \cdot \lg(K_{рег})$.

Следовательно

$$L_{p,ск.нсл} = L_{p,нс} + L_{рег.ум}. \quad (11.33)$$

Расчет значений ЛАЧХ $L_{p,ск.нсл}$ приведен в таблице 11.6. Значения $L_{p,нс}$ берутся из графика ЛАЧХ разомкнутой нескорректированной системы (рисунк 11.12).

Таблица 11.6 – Расчет ЛАЧХ скорректированной разомкнутой системы

$\lg(\omega)$	$\omega, \text{с}^{-1}$	$L_{рег1.ум}, \text{дБ}$	$L_{рег2.ум}, \text{дБ}$	$L_{рег3.ум}, \text{дБ}$	$L_{рег4.ум}, \text{дБ}$	$L_{рег.ум}, \text{дБ}$	$L_{р.нс}, \text{дБ}$	$L_{р.ск.нсл}, \text{дБ}$
-1.5	0.0316	0.0	0.0	0.0	0.0	28.6	0.6	29.2
-1	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0	28.6	0.6	29.2
-0.5	0.316	-0.3	0.0	0.0	0.0	28.3	0.6	28.9
0	1.0	-2.1	0.0	0.0	0.0	26.5	0.6	27.1
0.5	3.16	-8.6	0.0	0.0	0.0	20.0	0.6	20.6
1	10.0	-18.1	0.3	0.3	0.0	11.1	0.6	11.7
1.5	31.6	-28.0	2.3	2.3	0.0	5.2	0.6	5.8
2	100.0	-38.0	9.0	9.0	-0.4	8.2	-16.2	-8.0
2.5	316.2	-48.0	18.5	18.5	-3.2	14.4	-36.6	-22.2
3	1000.0	-58.0	28.5	28.5	-10.8	16.8	-66.6	-49.8
3.5	3162.3	-68.0	38.5	38.5	-20.4	17.2	-96.6	-79.4
4	10000.0	-78.0	48.5	48.5	-30.4	17.2	-126.6	-109.4

ЛФЧХ разомкнутой скорректированной системы рассчитывается по формуле

$$\varphi_{р.ск.нсл} = \varphi_{р.нс} + \varphi_{рег} = \varphi_{р.нс} + \varphi_{рег1} + \varphi_{рег2} + \varphi_{рег3} + \varphi_{рег4}, \quad (11.34)$$

где $\varphi_{рег1} = -\arctan(T_{рег1}\omega)$ – ФЧХ апериодического звена коррекции;

$\varphi_{рег2} = \varphi_{рег3} = \arctan(T_{рег2}\omega)$ – ФЧХ форсирующих звеньев коррекции;

$\varphi_{рег4} = -\arctan(T_{рег4}\omega)$ – ФЧХ апериодического звена коррекции;

$\varphi_{рег} = \varphi_{рег1} + \varphi_{рег2} + \varphi_{рег3} + \varphi_{рег4}$ – ФЧХ регулятора;

$\varphi_{р.нс}$ – разомкнутая нескорректированная ФЧХ (рисунок 11.12).

Данные расчета ЛФЧХ разомкнутой скорректированной системы приведены в таблице 11.7, а уточненная ЛАФЧХ показана на рисунке 11.17.

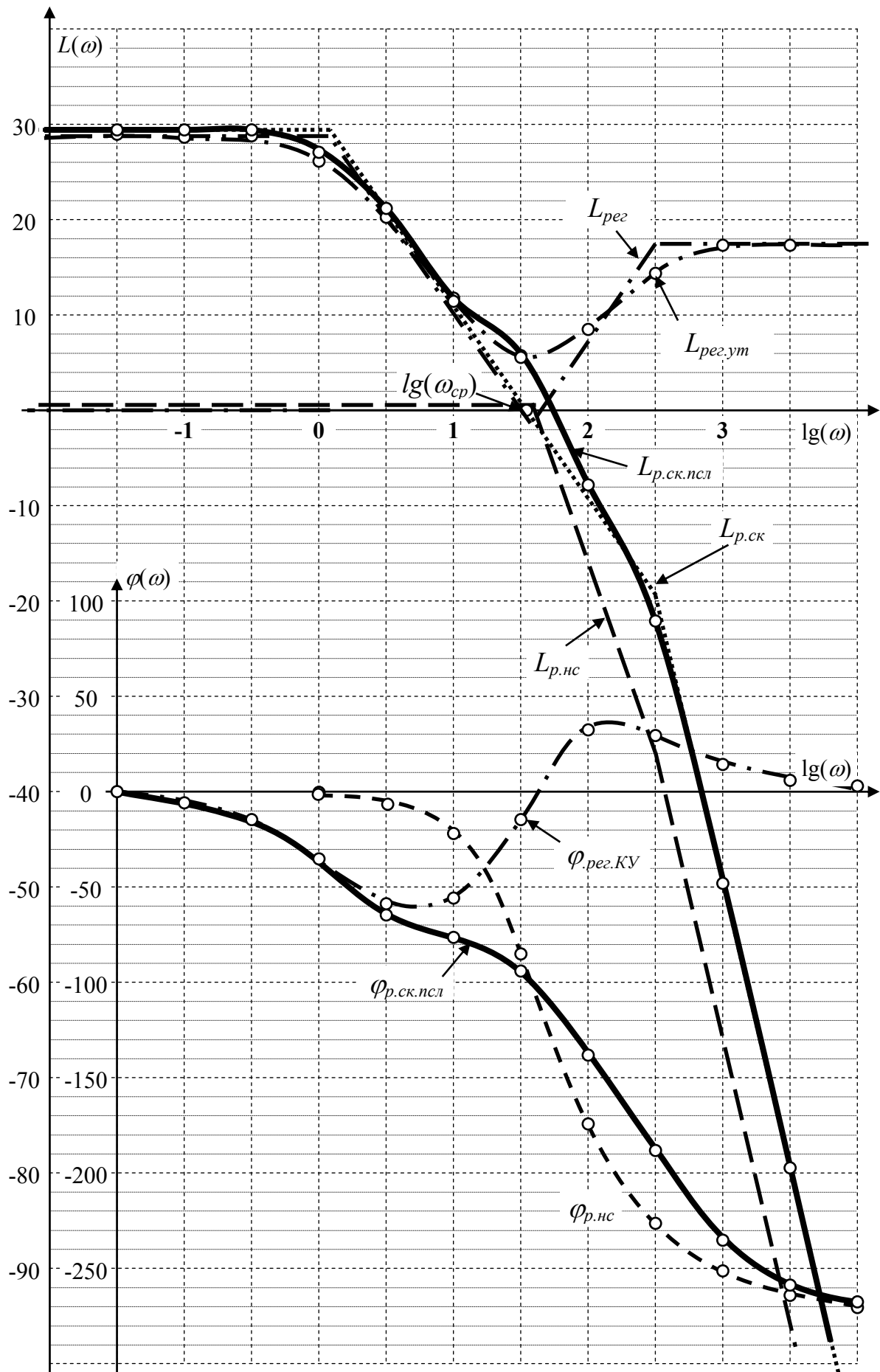


Рисунок 11.17 –ЛАФЧХ разомкнутой скорректированной системы

Таблица 11.7 – Расчет ЛФЧХ разомкнутой скорректированной системы

$\lg(\omega)$	$\omega, \text{с}^{-1}$	$\varphi_{рег1}, \text{град}$	$\varphi_{рег2}, \text{град}$	$\varphi_{рег3}, \text{град}$	$\varphi_{рег4}, \text{град}$	$\varphi_{рег}, \text{град}$	$\varphi_{р.нс}, \text{град}$	$\varphi_{р.ск.псл}, \text{град}$
-1.5	0.0	-1.4	0.0	0.0	0.0	-1.4	-0.1	-1.5
-1	0.1	-4.5	0.2	0.2	0.0	-4.1	-0.2	-4.3
-0.5	0.3	-14.1	0.5	0.5	-0.1	-13.2	-0.7	-13.9
0	1.0	-38.5	1.5	1.5	-0.2	-35.7	-2.1	-37.8
0.5	3.2	-68.3	4.8	4.8	-0.6	-59.3	-6.5	-65.8
1	10.0	-82.8	14.8	14.8	-1.9	-55.1	-21.2	-76.3
1.5	31.6	-87.7	39.9	39.9	-6.0	-13.9	-79.9	-93.8
2	100.0	-89.3	69.3	69.3	-18.3	31.0	-169.8	-138.8
2.5	316.2	-89.8	83.2	83.2	-46.2	30.4	-217.7	-187.3
3	1000.0	-89.9	87.8	87.8	-73.1	12.6	-250.4	-237.8
3.5	3162.3	-90.0	89.3	89.3	-84.5	4.1	-263.7	-259.6
4	10000	-90.0	89.8	89.8	-88.3	1.3	-268.0	-266.7

11.13.2 ЛАФЧХ замкнутой системы по заданию

ЛАФЧХ замкнутой системы по заданию строится по формуле

$$\begin{cases} L_{з.ск}^3 = L_{з1} - L_0; \\ \varphi_{з.ск}^3 = \varphi_{з1} - \varphi_0, \end{cases} \quad (11.35)$$

где $L_{з1}, \varphi_{з1}$ – ЛАФЧХ замкнутой системы с единичной обратной связью;

L_0, φ_0 – ЛАФЧХ цепи обратной связи по скорости.

ЛАФЧХ замкнутой системы с единичной обратной связью могут быть построены с помощью номограммы замыкания или рассчитывается по формулам

$$L_{з1} = 20 \cdot \lg \left(\frac{A_p}{\sqrt{1 + 2A_p \cos(\varphi_p) + A_p^2}} \right); \quad (11.36)$$

$$\varphi_{з1} = \varphi_p - \arctan \left(\frac{A_p \cdot \sin(\varphi_p)}{1 + A_p \cdot \cos(\varphi_p)} \right), \quad (11.37)$$

где A_p – АЧХ разомкнутой системы;

φ_p – ФЧХ разомкнутой системы.

Значение АЧХ рассчитывается по L_p по формуле

$$A_p = 10^{\frac{L_p}{20}}. \quad (11.38)$$

Расчет ЛАФЧХ замкнутой системы по заданию (рисунок 11.4б) приведен в таблице 11.8. Обратным каналом в замкнутой системе по заданию является обратная связь по скорости

$$L_0=L_c=20 \cdot \lg(K_c); \quad \varphi_0=0. \quad (11.39)$$

Таблица 11.8 – Расчет ЛАФЧХ замкнутой скорректированной системы по заданию

$\lg(\omega)$	$\omega, \text{с}^{-1}$	$L_{p.ск.нсл}$ дБ	$\varphi_{p.ск.нсл}$ град	$A_{p.ск}$	$L_{з1}$ дБ	$\varphi_{з1}$ град	L_0 дБ	φ_0 град	$L^3_{з.ск}$ дБ	$\varphi^3_{з.ск}$ град
-1,5	0.0316	29.2	-1.5	28.84	-0.30	-0.1	-27.25	0	26.95	-0.1
-1	0.1	29.2	-4.3	28.84	-0.30	-0.1	-27.25	0	26.95	-0.1
-0,5	0.316	28.9	-13.9	27.86	-0.30	-0.5	-27.25	0	26.95	-0.5
0	1.0	27.1	-37.8	22.65	-0.30	-1.5	-27.25	0	26.95	-1.5
0,5	3.16	20.6	-65.8	10.72	-0.36	-4.7	-27.25	0	26.90	-4.7
1	10.0	11.7	-76.3	3.85	-0.76	-13.4	-27.25	0	26.49	-13.4
1,5	31.6	5.8	-93.8	1.95	-0.77	-27.9	-27.25	0	26.48	-27.9
2	100.0	-8.0	-138.8	0.40	-5.43	-118.1	-27.25	0	21.82	-118.1
2,5	316.2	-22.2	-187.3	$7.76 \cdot 10^{-2}$	-21.51	-187.9	-27.25	0	5.74	-187.9
3	1000.0	-49.8	-237.8	$3.24 \cdot 10^{-3}$	-49.77	-238.0	-27.25	0	-22.52	-238.0
3,5	3162.3	-79.4	-259.6	$1.07 \cdot 10^{-4}$	-79.41	-259.6	-27.25	0	-52.16	-259.6
4	10000	-109.4	-266.7	$3.39 \cdot 10^{-6}$	-109.4	-266.7	-27.25	0	-82.15	-266.7

Значения $L_{p.ск.нсл}$ берутся из графика на рисунке 11.17 для ряда частот $\lg(\omega)$. Пример расчета значений таблицы 11.8 при частоте $\lg(\omega)=1$ ($\omega=10 \text{ с}^{-1}$)

$$A_{p.ск}(10) = 10^{\frac{11,7}{20}} = 3.85;$$

$$L_{з1}(10) = 20 \cdot \lg \left(\frac{3.85}{\sqrt{1 + 2 \cdot 3.85 \cdot \cos(-76.3) + 3.85^2}} \right) = -0.8 \text{ дБ};$$

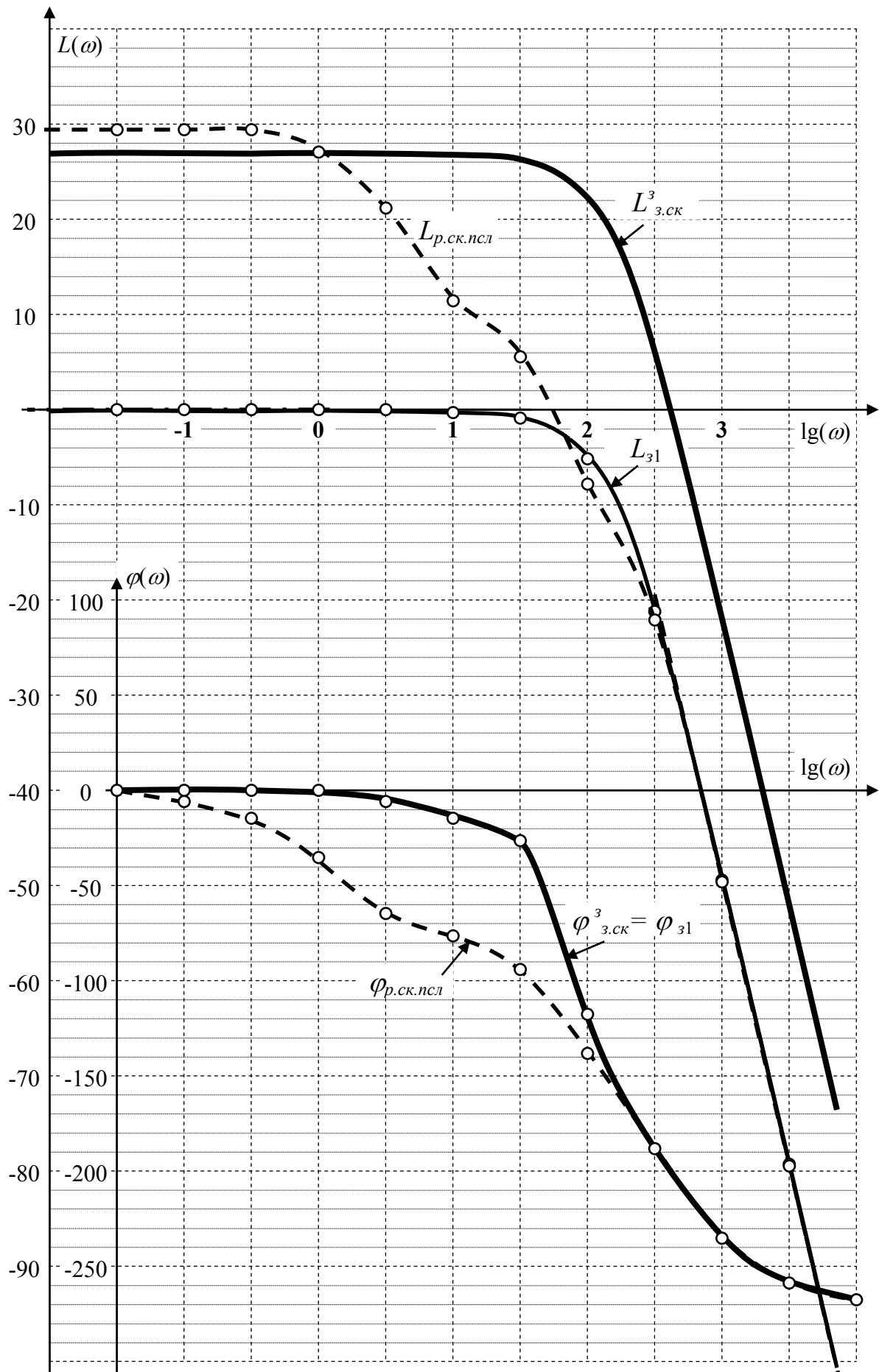


Рисунок 11.18 – ЛАФЧХ замкнутой системы по заданию

$$\varphi_{31}(10) = -76.3 - \arctan\left(\frac{3.85 \cdot \sin(-76.3)}{1 + 3.85 \cdot \cos(-76.3)}\right) = -13.4 \text{ град};$$

$$L_{3.ck}^3(10) = L_{31} - L_0 = L_{31} - 20 \cdot \lg(K_c) = -0.76 - (-27.25) = 26.49 \text{ дБ};$$

$$\varphi_{3.ck}^3(10) = \varphi_{31} - \varphi_0 = -13.4 \text{ град}.$$

ЛАФЧХ замкнутой скорректированной системы по заданию показана на рисунке 11.18.

11.13.3 ЛАФЧХ замкнутой системы по моменту (возмущению)

Структурная схема замкнутой системы по возмущению приведена на рисунке 11.56. Таким образом, в прямом канале присутствует передаточная функция двигателя, а в обратном – передаточные функции обратной связи по скорости, регулятора, преобразователя. Согласно (11.11)

$$\begin{cases} L_{3.ck}^M = L_{3.ck}^3 + L_{m1} - L_{рег.ум} - L_n; \\ \varphi_{3.ck}^M = \varphi_{31} + \varphi_{m1} - \varphi_{рег.ум} - \varphi_n. \end{cases} \quad (11.40)$$

ЛАФЧХ L_{m1} и φ_{m1} согласно (11.7) равны

$$\begin{cases} L_{m1} = 20 \cdot \lg\left(\frac{R_{яц}}{K\Phi}\right) + L_{э1}; \\ \varphi_{m1} = \arctan(T_э \cdot \omega), \end{cases} \quad (11.41)$$

где $L_{э1}$ – ЛАЧХ форсирующего звена ($T_э \cdot p + 1$).

ЛАЧХ L_{m1} строится аппроксимированным способом. Частота сопряжения равна

$$\omega_{s.m1} = \frac{1}{T_э} = \frac{1}{0.0215} = 46.5 \text{ с}^{-1}; \quad \lg(\omega_{s.m1}) = 1.67.$$

Слева от частоты сопряжения ЛАЧХ L_{m1} проводится с нулевым наклоном на уровне

$$20 \cdot \lg(R_{яц} / K\Phi) = 20 \cdot \lg(0.559 / 1.851) = -10.4 \text{ дБ}.$$

Справа с наклоном плюс 20 дБ/дек.

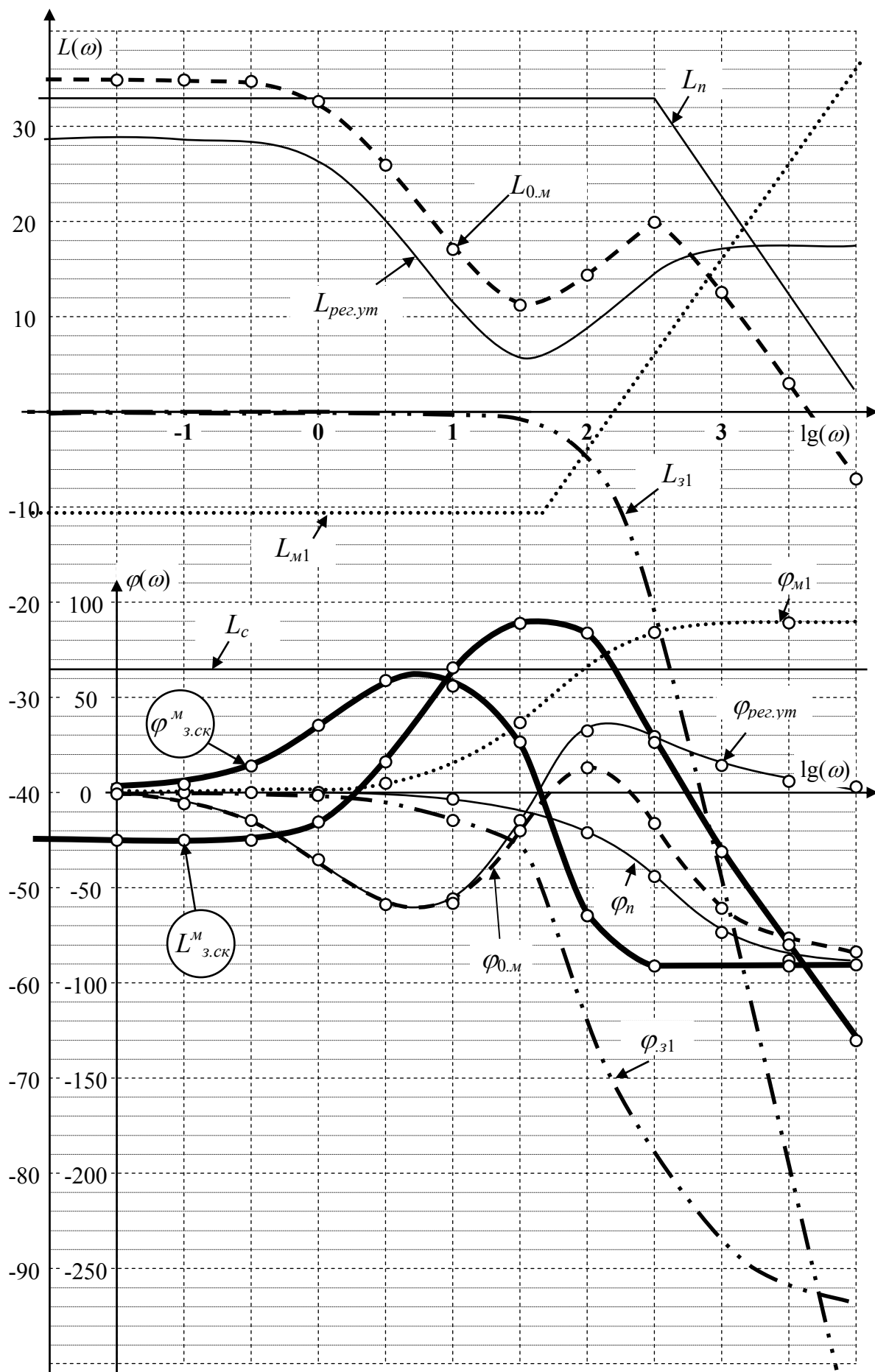


Рисунок 11.19 –ЛАФЧХ замкнутой системы по моменту

Расчет ЛАФЧХ замкнутой системы по моменту приведен в таблице 11.9. Графики представлены на рисунке 11.19.

Таблица 11.9 – Расчет ЛАФЧХ замкнутой скорректированной системы по моменту

$\lg(\omega)$	$\omega, \text{с}^{-1}$	$L^3_{з.ск}$ дБ	$\varphi^3_{з.ск}$ град	$L_{м1}$ дБ	$\varphi_{м1}$ град	$L_{рег.ут}$ дБ	$\varphi_{рег.ут}$ град	L_n дБ	φ_n град	$L^M_{з.ск}$ дБ	$\varphi^M_{з.ск}$ град
-1.5	0.0316	26.95	-0.1	-10.40	0.0	28.6	-1.4	33.3	0.0	-45.35	1.3
-1	0.1	26.95	-0.1	-10.40	0.1	28.6	-4.1	33.3	0.0	-45.35	4.1
-0.5	0.316	26.95	-0.5	-10.40	0.4	28.3	-13.2	33.3	-0.1	-45.05	13.2
0	1.0	26.95	-1.5	-10.40	1.2	26.5	-35.7	33.3	-0.2	-43.25	35.6
0.5	3.16	26.89	-4.7	-10.40	3.9	20.0	-59.3	33.3	-0.6	-36.81	59.1
1	10.0	26.49	-13.4	-10.40	12.1	11.1	-55.1	33.3	-1.9	-28.31	55.7
1.5	31.6	26.48	-27.9	-10.40	34.2	5.2	-13.9	33.3	-6.0	-22.42	26.2
2	100.0	21.82	-118.1	-3.75	65.1	8.2	31.0	33.3	-18.3	-23.43	-65.7
2.5	316.2	5.74	-187.9	6.25	81.6	14.4	30.4	32.9	-46.2	-35.31	-90.5
3	1000.0	-22.52	-238.0	16.25	87.3	16.8	12.6	22.9	-73.1	-45.97	-90.2
3.5	3162.3	-52.16	-259.6	26.25	89.2	17.2	4.1	12.9	-84.5	-56.01	-90.0
4	10000	-82.15	-266.7	36.25	89.7	17.2	1.3	2.9	-88.3	-66.00	-90.0

11.14 Расчет переходного процесса по заданию

Для проверки показателей качества строится переходной процесс по заданию методом трапеций. Для этого по данным таблицы 11.8 рассчитывается вещественная частотная характеристика замкнутой по заданию системы

$$P^3_{зам}(\omega) = A^3_{з.ск}(\omega) \cdot \cos(\varphi^3_{з.ск}(\omega)) = 10^{\frac{L^3_{з.ск}}{20}} \cdot \cos(\varphi^3_{з.ск}(\omega)). \quad (11.42)$$

Рассчитанные значения ВЧХ приведены в таблице 11.10.

Значение $L^3_{з.ск}$ при частоте $\lg(\omega)=1.85$ взято из графика ЛАЧХ на рисунке 11.18 при значении ЛФЧХ $\varphi^3_{з.ск}$, равном минус 90 градусов. В этой точке, согласно уравнению (11.44) значение ВЧХ равно нулю.

ВЧХ разбиваем на три трапеции, параметры которых приведены в таблице 11.11, где

h – высота трапеции (минус для второй и третьей трапеций, так как они перевернуты);

ω_n – частота положительности (ширина большего основания трапеции);

ω_d – частота меньшего основания;

$\chi = \frac{\omega_d}{\omega_n}$ – параметр трапеции.

Таблица 11.10 – Вещественная частотная характеристика $P^3_{зам}$

$\lg(\omega)$	ω, c^{-1}	$L^3_{з.ск}$ дБ	$\varphi^3_{з.ск}$ град	$P^3_{зам}(\omega)$
-1.5	0.0316	26.95	-0.1	22.3
-1	0.1	26.95	-0.1	22.3
-0.5	0.316	26.95	-0.5	22.3
0	1.0	26.95	-1.5	22.3
0.5	3.16	26.89	-4.7	22.0
1	10.0	26.49	-13.4	20.5
1.5	31.6	26.48	-27.9	18.6
1.85	70.8	24	-90	0
2	100.0	21.82	-118.1	-5.8
2.5	316.2	5.74	-187.9	-1.9
3	1000.0	-22.52	-238.0	0.0
3.5	3162.3	-52.16	-259.6	0.0
4	10000	-82.15	-266.7	0.0

График ВЧХ представлен на рисунке 11.20.

Все трапеции начинаются с нулевой частоты. Сумма всех высот трапеций должна быть равна $P^3_{зам}(0)$ (по формуле (11.10))

$$P^3_{зад}(0) = W^3_{зад}(p) \Big|_{p=0} = \frac{K_{рег} \cdot K_n \cdot K_\delta}{1 + K_{рег} \cdot K_n \cdot K_c \cdot K_\delta} = \frac{27 \cdot 46 \cdot 0.54}{1 + 27 \cdot 46 \cdot 0.0434 \cdot 0.54} = 22.3;$$

$$h_I + h_{II} + h_{III} = 27.6 - 3.7 - 1.6 = 22.3 \text{ (условие выполняется).}$$

Таблица 11.11

	Трапеция I	Трапеция II	Трапеция III
h	27.6	-3.7	-1.6
ω_n, c^{-1}	80	315	600
ω_d, c^{-1}	20	110	315
χ	0.25	0.35	0.53

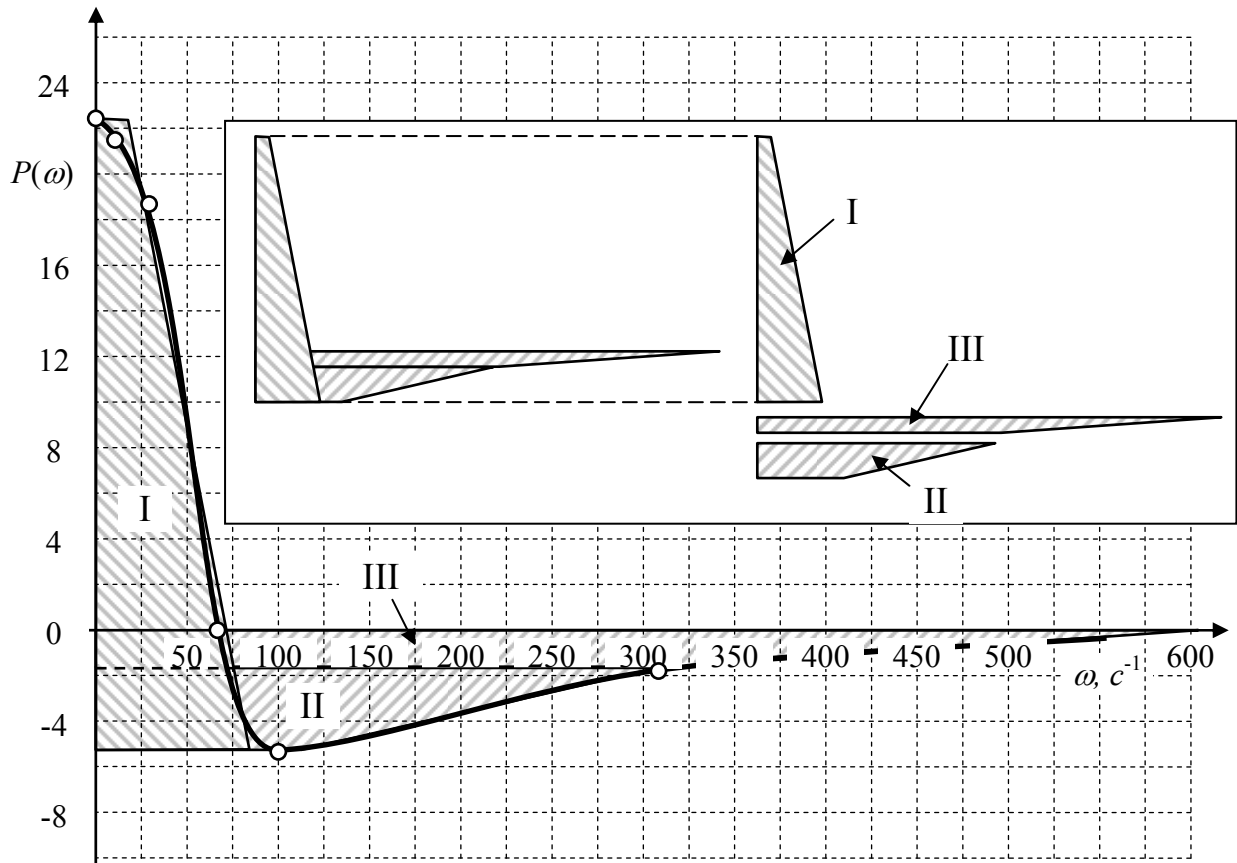


Рисунок 11.20 – ВЧХ

Из h - таблиц ([1], [2], приложение Д) выписываются $t_{табл}$ и $h_{табл}$ и рассчитываются истинные значения

$$h_{ист} = h_{табл} \cdot h; \quad (11.43)$$

$$t_{ист} = \frac{t_{табл}}{\omega_n}. \quad (11.44)$$

Результаты расчетов приведены в таблице 11.12. Графики переходных процессов по трапециям и суммарный $h_{\Sigma}(t)$ приведены на рисунке 11.21. $h_{\Sigma}(t)$ строится как алгебраическая сумма переходных процессов от каждой трапеции при одинаковом истинном времени

$$h_{\Sigma}(t) = h_1(t) + h_2(t) + h_3(t). \quad (11.45)$$

Таблица 11.12

Трапеция I $h=27.6, \omega_n=80 \text{ с}^{-1},$ $\chi=0.25$				Трапеция II $h=-3.7, \omega_n=315 \text{ с}^{-1},$ $\chi=0.35$				Трапеция III $h=-1.6, \omega_n=600 \text{ с}^{-1},$ $\chi=0.55$			
$t_{\text{табл}}$	$h_{\text{табл}}$	$t_{\text{уст}}, \text{ с}$	$h_{\text{уст}}$	$t_{\text{табл}}$	$h_{\text{табл}}$	$t_{\text{уст}}, \text{ с}$	$h_{\text{уст}}$	$t_{\text{табл}}$	$h_{\text{табл}}$	$t_{\text{уст}}, \text{ с}$	$h_{\text{уст}}$
0	0	0.0000	0.00	0	0	0.0000	0.00	0	0	0.0000	0.00
0.5	0.199	0.0063	5.49	0.5	0.215	0.0016	-0.80	0.5	0.248	0.0008	-0.40
1	0.386	0.0125	10.65	1	0.417	0.0032	-1.54	1	0.475	0.0017	-0.76
1.5	0.56	0.0188	15.46	1.5	0.603	0.0048	-2.23	1.5	0.685	0.0025	-1.10
2	0.709	0.0250	19.57	2	0.761	0.0063	-2.82	2	0.856	0.0033	-1.37
2.5	0.833	0.0313	22.99	2.5	0.891	0.0079	-3.30	2.5	0.985	0.0042	-1.58
3	0.928	0.0375	25.61	3	0.986	0.0095	-3.65	3	1.081	0.0050	-1.73
4	1.039	0.0500	28.68	4	1.09	0.0127	-4.03	4	1.151	0.0067	-1.84
5	1.067	0.0625	29.45	5	1.102	0.0159	-4.08	5	1.114	0.0083	-1.78
6	1.054	0.0750	29.09	6	1.07	0.0190	-3.96	6	1.036	0.0100	-1.66
7	1.034	0.0875	28.54	7	1.033	0.0222	-3.82	7	0.975	0.0117	-1.56
8	1.024	0.1000	28.26	8	1.011	0.0254	-3.74	8	0.952	0.0133	-1.52
10	1.027	0.1250	28.35	10	1.005	0.0317	-3.72	10	0.984	0.0167	-1.57

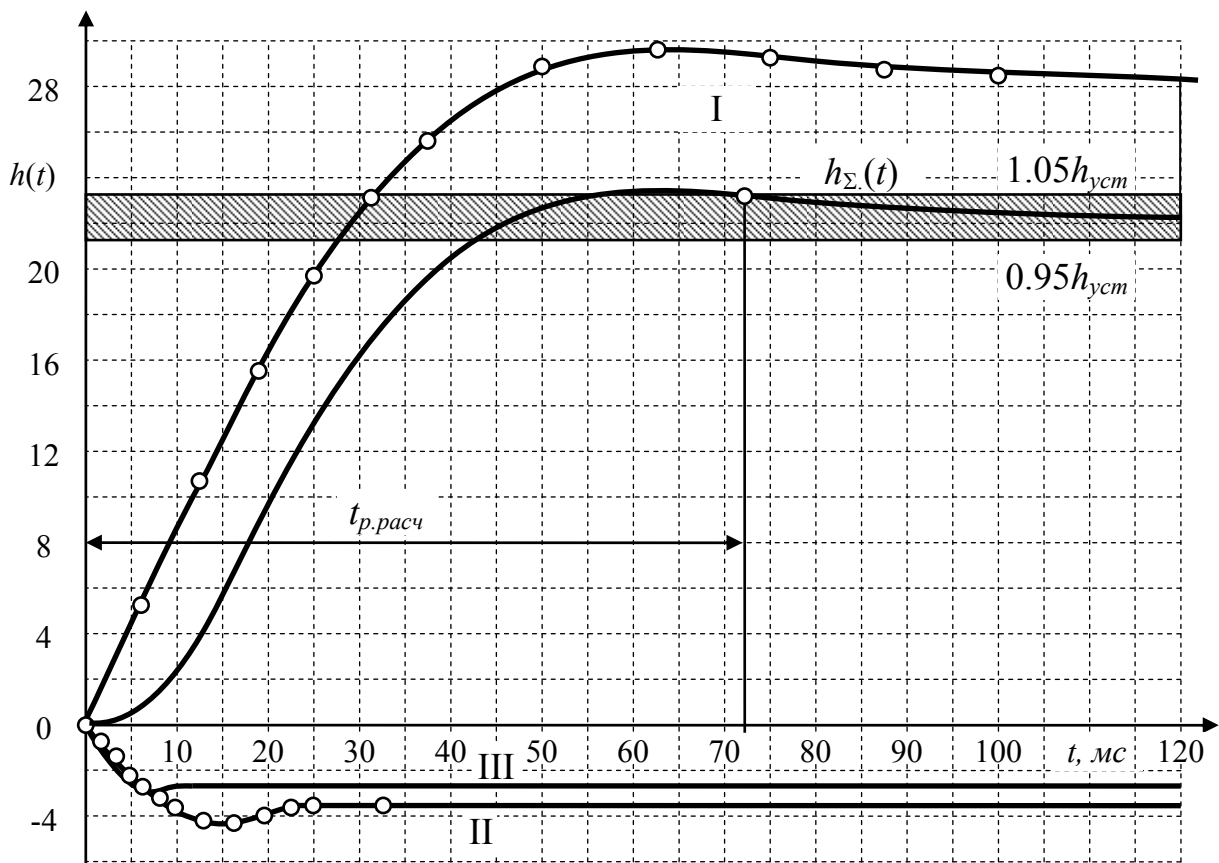


Рисунок 11.21 – Построение переходного процесса по заданию

По графику $h_{\Sigma}(t)$ определяется время регулирования $t_{p,расч}$ как время, после которого значение переходного процесса отличается от установившегося уровня не более чем на 5%

$$h_{уст}=22.3;$$

$$1.05 \cdot h_{уст}=1.05 \cdot 22.3=23.4;$$

$$0.95 \cdot h_{уст}=0.95 \cdot 22.3=21.2.$$

По рисунку 11.18 определяем время регулирования $t_{p,расч}=0.072$ с при заданном $t_p=0.2$ с. Спроектированная система регулирования удовлетворяет данному показателю качества.

Перерегулирование составляет

$$\sigma_{м.расч} = \frac{h_{макс} - h_{уст}}{h_{уст}} \cdot 100 \% = \frac{23.5 - 22.3}{22.3} \cdot 100 \% = 5.4 \%.$$

Данный показатель качества также удовлетворяет заданию ($\sigma_m=18\%$).

11.15 Моделирование САУ в системе MatLab

11.15.1 Моделирование САУ с последовательным корректирующим устройством

Структурная схема модели замкнутой системы электропривода с последовательным корректирующим устройством показана на рисунке 11.22.

На структурной схеме отображены:

1) K_p – коэффициент усиления регулятора;

2) $Reg1, Reg2$ – передаточная функция регулятора $\frac{(T_{рег2} \cdot p + 1)}{(T_{рег1} \cdot p + 1)}$ и

$\frac{(T_{рег3} \cdot p + 1)}{(T_{рег4} \cdot p + 1)}$ согласно (11.27).

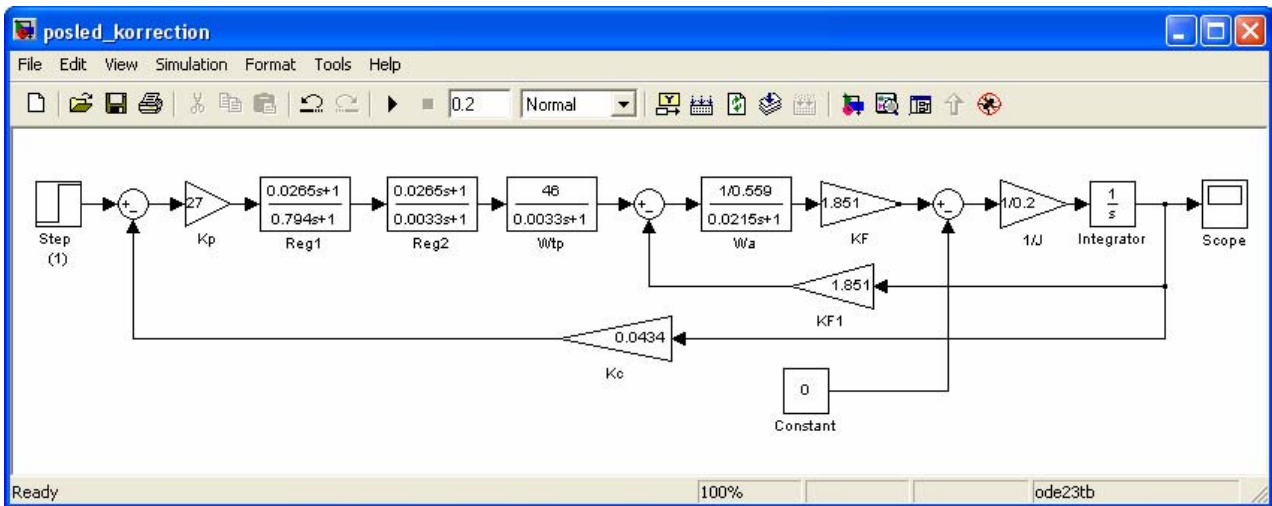


Рисунок 11.22 – Модель замкнутой системы электропривода с последовательным корректирующим устройством

При моделировании переходного процесса по заданию возмущающий сигнал должен быть равен нулю. Поэтому к входу статического момента подключена константа, равная нулю (Constant). График переходного процесса приведен на рисунке 11.23. Как видно, график практически совпадает с рассчитанным по ВЧХ (рисунок 11.21). Несовпадение связано с аппроксимированным построением ЛАЧХ разомкнутой нескорректированной системы.

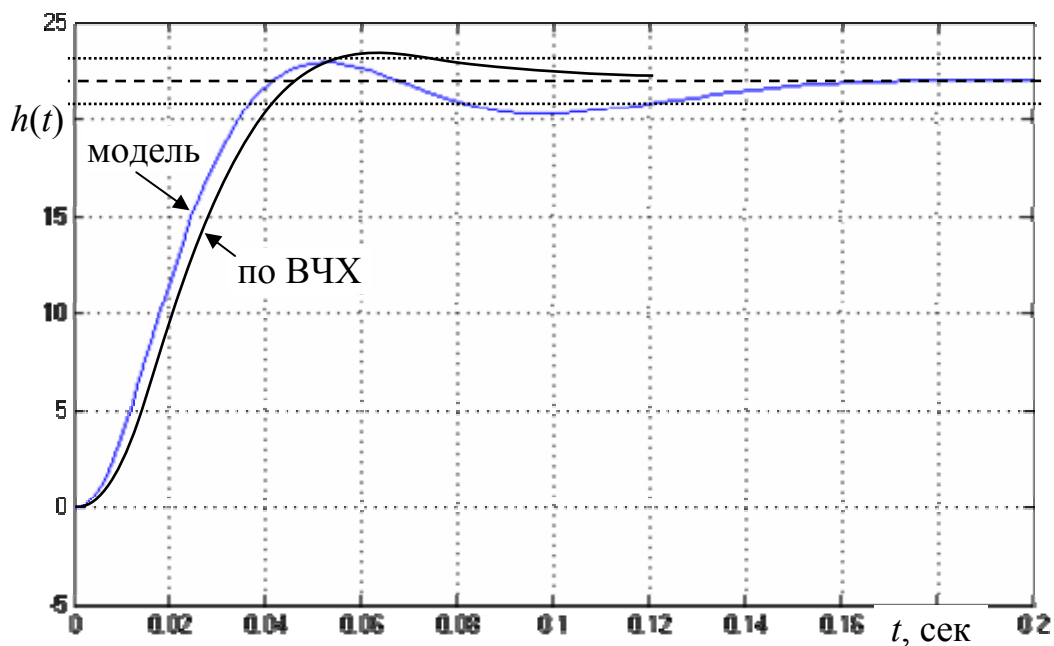


Рисунок 11.23 – График переходного процесса по заданию с последовательным корректирующим устройством

Для моделирования переходного процесса по возмущению на вход системы электропривода необходимо подать константу, равную нулю, а в качестве возмущения – ступенчатый сигнал уровня, равному номинальному моменту двигателя (рисунок 11.24). График переходного процесса по возмущению приведен на рисунке 11.25. Установившееся значение переходного процесса (изменение скорости под действием номинального момента) равно 0.23 с^{-1} , что совпадает с рассчитанным значением $\Delta\omega$ по формуле (11.13).

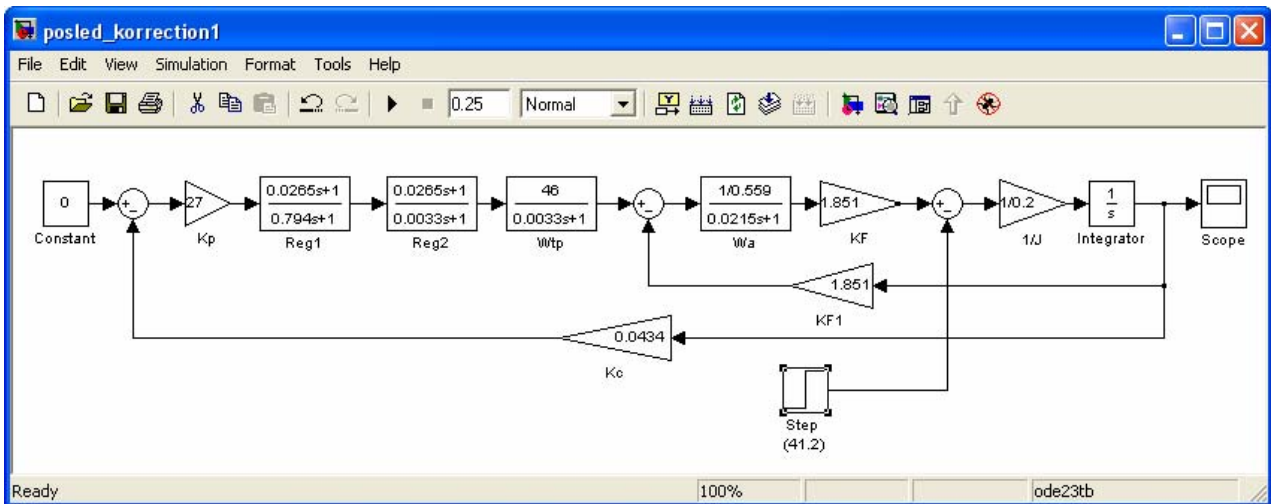


Рисунок 11.24 – Модель замкнутой системы электропривода с последовательным корректирующим устройством

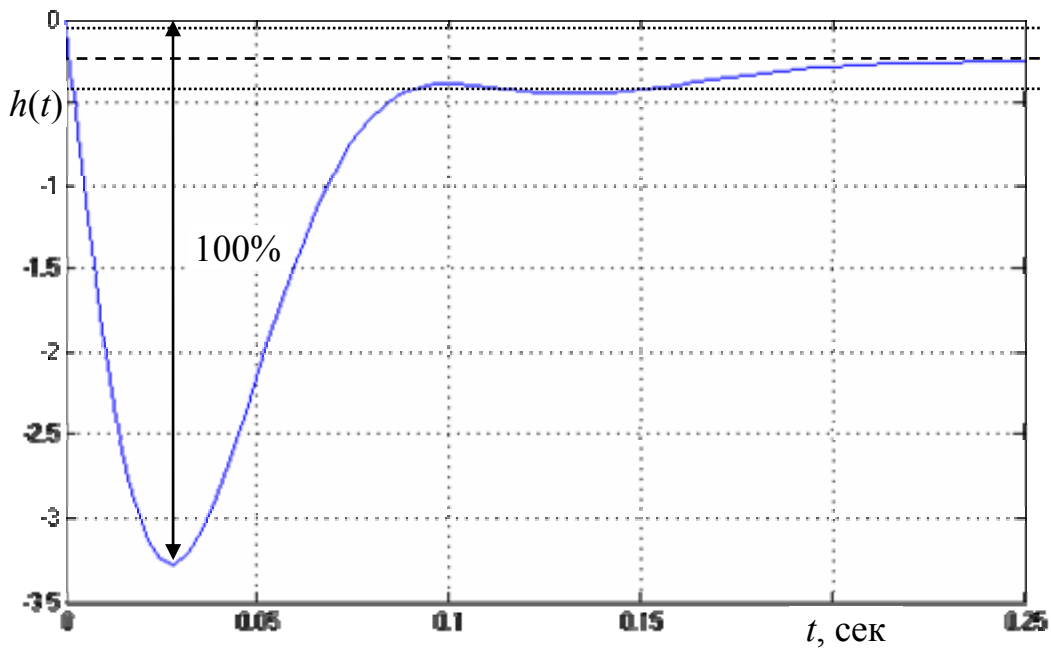


Рисунок 11.25 – График переходного процесса по возмущению с последовательным корректирующим устройством

11.15.2 Моделирование САУ с параллельным корректирующим устройством

Структурная схема модели замкнутой системы электропривода с параллельным корректирующим устройством показана на рисунке 11.26.

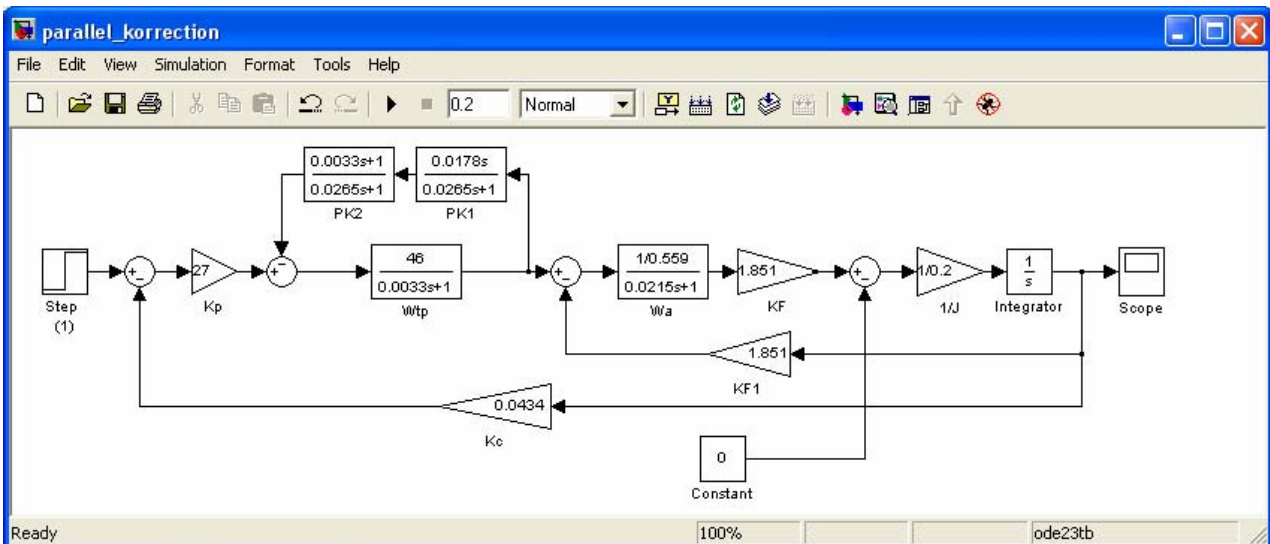


Рисунок 11.26 – Модель замкнутой системы электропривода с параллельным корректирующим устройством

На рисунке 11.26 звенья РК1 и РК2 являются передаточной функцией параллельного корректирующего устройства по формуле (11.31). График переходного процесса по заданию приведен на рисунке 11.27. График переходного процесса по возмущению при ступенчатой подаче номинального момента на вал двигателя приведен на рисунке 11.28.

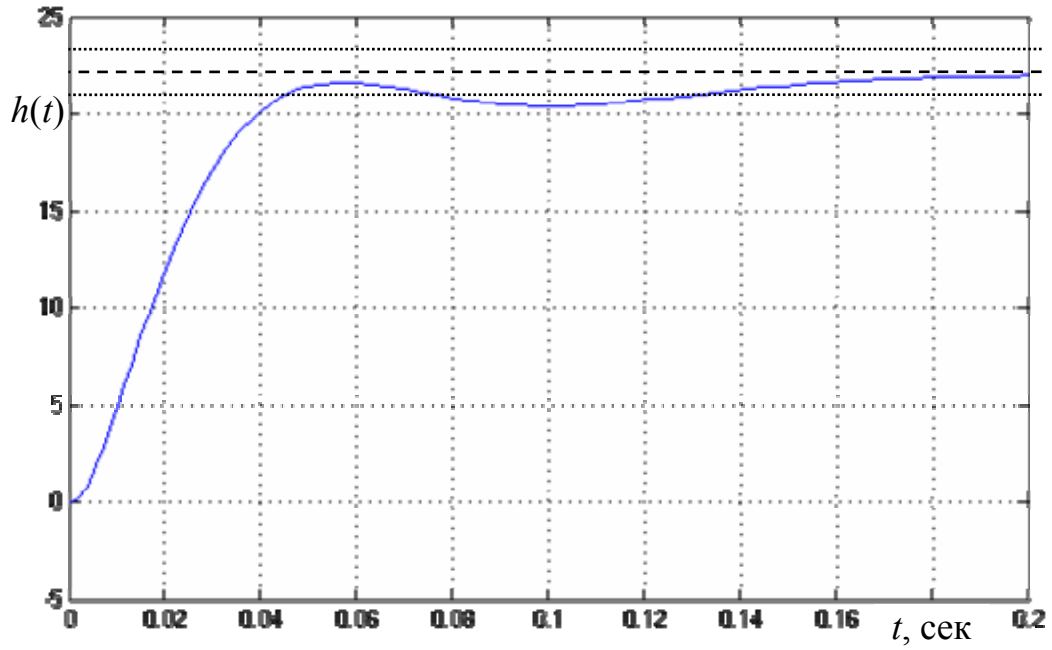


Рисунок 11.27 – График переходного процесса по заданию с параллельным корректирующим устройством

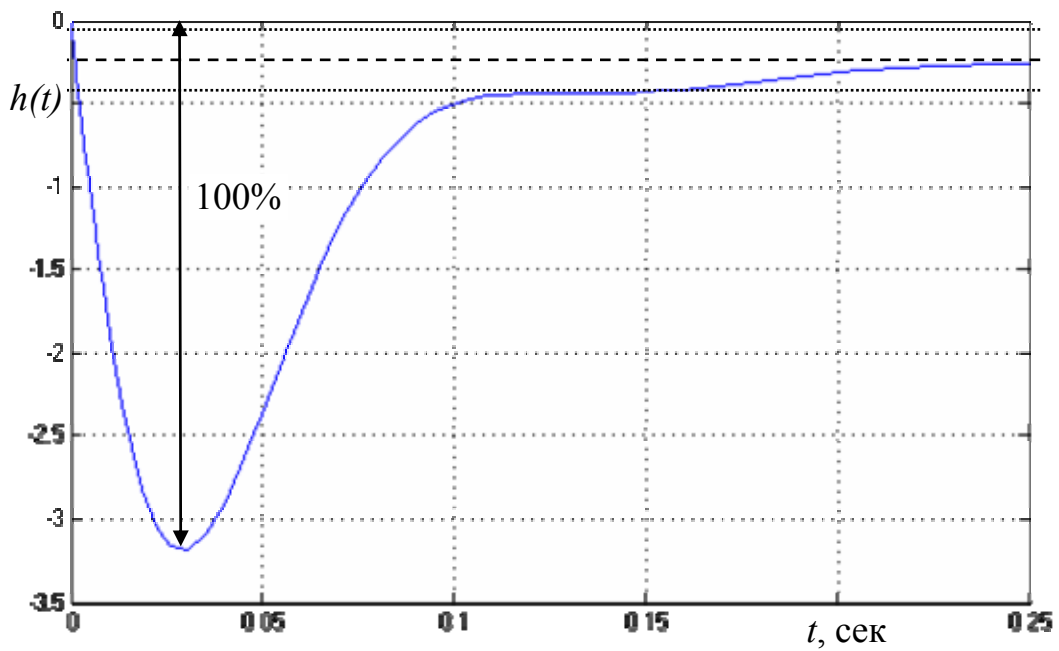


Рисунок 11.28 – График переходного процесса по возмущению с параллельным корректирующим устройством

11.16 Выводы

Итоговые показатели качества переходных процессов приведены в таблице 11.13.

Таблица 11.13 – Показатели качества переходных процессов

Последовательная коррекция				Параллельная коррекция			
Расчет		Модель			Модель		
По заданию		По заданию		По воз- муще- нию	По заданию		По воз- муще- нию
t_p , сек	σ_M , %	t_p , сек	σ_M , %	t_p , сек	t_p , сек	σ_M , %	t_p , сек
0.072	5.4 %	0.062	2.7 %	0.15	0.128	0 %	0.15

При определении времени регулирования переходных процессов по возмущению зона установившихся значений определялась на уровне плюс минус 5% от максимального значения переходного процесса.

Изменение скорости под действием номинального момента в установившемся режиме равно 0.23 с^{-1} , что составляет

$$\varepsilon_M = \frac{\Delta\omega}{\omega_n} \cdot 100 = \frac{0.23}{230.4} \cdot 100 = 0.1 \%,$$

и удовлетворяет заданию.

Список использованных источников

- 1 Иващенко, Н.Н. Автоматическое регулирование / Иващенко Н.Н. – М. : Машиностроение, 1978. – 736 с.
- 2 Бесекерский, В.А. Теория систем автоматического управления / В.А. Бесекерский, Е.П. Попов. – СПб.: Профессия, 2004. – 752 с.
- 3 Анхимюк, В.Л. Теория автоматического управления: учеб. Пособие для вузов/ В.Л. Анхимюк, О.Ф. Опейко, Н.Н. Михеев.-Минск: Дизайн ПРО, 2002.- 352 с.
- 4 Ким, Д.П. Теория автоматического управления: учебное пособие для вузов/ Д.П. Ким.- М.: Физматлит, 2003 – 345 с.
- 5 Шишмарев, В.Ю. Основы автоматического управления / В.Ю. Шишмарев. – М.: Издательский центр «Академия», 2008. – 352 с.

Приложение А

(обязательное)

Паспортные данные двигателей

Двигатели имеют встроенные тахогенераторы типа ТС– 1 с крутизной характеристики $\gamma=0.033 \frac{В}{\frac{об}{мин}}$.

Таблица А.1

Вариант I	Мощность	Напряже- ние	Частота вращения	КПД	Сопротивление обмотки при 15° С		Индуктив- ность якоря	Момент инерции
					Якорь	Доп. полюсов		
п/п	P_n	U_n	n_n	η_n	$R_{я}$	$R_{оп}$	$L_{я}$	J
	кВт	В	об/мин	%	Ом	Ом	мГн	кг·м ²
1	2	3	4	5	6	7	8	9
Тип 2ПН 132 МУХЛ4, 2ПН 132 МГУЛ4								
1	1.6	110	750	68	0.472	0.308	9.7	0.038
2		220	750	68.5	1.88	1.39	38.6	
3	2.5	110	1000	72	0.271	0.204	4.7	
4		220	1000	73.5	1.08	0.763	22.9	
5		440	1000	73	4.54	3.26	91.5	
6	4	110	1500	77.5	0.14	0.054	2.8	
7		220	1500	79	0.564	0.336	11	
8		440	1500	79	2.28	1.44	42	
9	7	110	2200	81	0.067	0.049	1.4	
10		220	2240	83	0.226	0.166	4.6	
11		440	2240	83	0.906	0.692	18	
12	10.5	110	3000	84	0.14	0.094	2.8	
13		220	3000	85	0.564	0.336	11	

Продолжение таблицы А.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9	
Тип 2ПН 132 ЛУХЛ4, 2ПН 132 ЛГУЛ4									
14	1.9	110	750	71	0.322	0.27	7.1	0.048	
15		220	750	72	1.28	1.0	28.3		
16		440	750	70.5	6.42	4.45	119		
17	3	110	950	74.5	0.22	0.196	4.5		
18		220	1000	74.5	0.88	0.64	18.1		
19		440	1000	76.5	3.38	2.16	68		
20	4.5	110	1500	80	0.08	0.066	1.8		
21		220	1500	80.5	0.322	0.27	7		
22		440	1600	81	1.28	1.0	28		
23	8.5	220	2200	84	0.167	0.124	3.5		
24		440	2240	84.5	0.67	0.445	14		
25	14	220	3150	86	0.08	0.066	1.8		
26		440	3150	86.5	0.322	0.27	7		
2ПБ 132 МУХЛ4, 2ПБ 132 МГУХЛ4									
27	1.1	110	750	64	0.564	0.336	13		0.038
28		220	800	67	2.44	1.53	55		
29		440	800	66.5	10.45	6.48	227		
30	1.6	110	1060	71	0.346	0.224	13		
31		220	1000	70.5	1.38	1	55		
32		440	1060	71.5	4.92	3.68	227		
33	2.4	110	1600	76.5	0.185	0.148	4.2		
34		220	1600	77	0.74	0.486	16.7		
35		440	1600	76.5	2.85	1.64	62		
36	3.7	110	2200	79.5	0.104	0.059	2.4		
37		220	2360	81	0.346	0.224	7.9		
38		440	2120	80.5	1.38	1	32		
39	4.5	110	3150	81	0.046	0.029	1		
40		220	3150	81.5	0.185	0.148	4.2		
41		440	3150	82	0.74	0.486	16.7		
2ПБ 132 ЛУХЛ4, 2ПБ 132 ЛГУХЛ4									

Продолжение таблицы А.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9	
42	1.3	110	800	73	0.412	0.296	9.8	0.048	
43		220	800	72	1.98	1.38	43		
44		440	800	73.5	7.05	4.86	163		
45	1.9	110	1060	76	0.269	0.22	6.5		
46		220	1060	76.5	1.08	0.915	26		
47		440	1120	78	4.05	2.82	99		
48	3.2	110	1600	82	0.12	0.089	2.9		
49		220	1600	82.5	0.518	0.323	11.6		
50		440	1600	82.5	2.02	1.67	46		
51	4.5	110	2360	84	0.055	0.039	1.3		
52		220	2200	84	0.269	0.22	6.5		
53		440	2360	85	0.88	0.64	21		
54	4.3	220	3000	84.5	0.167	0.124	13.6		
55		440	3150	84.5	0.562	0.407	13.6		
2ПН 180 МУХЛ4, 2ПН 180 МГУХЛ4									
56	4.6	110	750	78.5	0.084	0.056	2.73	0.2	
57		220	750	79	0.338	0.221	10.9		
58		440	750	79.5	1.5	0.825	47		
59	8	110	1000	81.5	0.058	0.037	1.9		
60		220	1060	83	0.181	0.122	6.1		
61		440	1000	82	0.902	0.54	27		
62	15	220	1500	84.5	0.084	0.056	2.7		
63		440	1500	86	0.338	0.221	11		
64	26	220	2240	88	0.038	0.025	1.2		
65		440	2240	89	0.15	0.092	4.2		
66	37	220	3000	89.5	0.022	0.015	0.68		
67		440	3150	79.5	0.084	0.056	2.7		
2ПБ 180 МУХЛ4, 2ПНБ180 МГУХЛ4									
68	3.4	110	800	80.5	0.121	0.071	4.2		0.2
69		220	800	81	0.486	0.296	17		
70		440	800	81.5	1.95	1.17	68		

Продолжение таблицы А.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9		
71	4.5	110	1000	82.5	0.084	0.056	3.1			
72		220	1000	83.5	0.338	0.221	12.5			
73		440	950	84	1.5	0.825	54			
74	7.1	110	1500	86	0.038	0.025	1.4			
75		220	1500	86.5	0.15	0.092	4.5			
76		440	1500	86	0.688	0.482	25			
77	9.5	110	2120	87	0.022	0.015	0.78			
78		220	2200	88	0.084	0.056	3.1			
79	13	220	3350	87.5	0.038	0.025	1.4			
80		440	3000	88.5	0.181	0.122	7			
2ПН 160 МУХЛ4, 2ПН 160 МГУХЛ4										
81	3	110	750	74.5	0.138	0.135	4.04		0.083	
82		220	750	76.5	0.732	0.485	20.2			
83		440	750	76	3.15	2.21	85			
84	4.5	110	950	78.5	0.11	0.078	3.1			
85		220	1000	79.5	0.411	0.304	10.5			
86		440	950	79	1.78	1.44	48.8			
87	7.5	110	1600	83	0.037	0.024	1			
88		220	1500	83	0.183	0.135	5			
89		440	1500	84	0.732	0.485	20			
90	13	220	2120	84.5	0.081	0.056	2.2			
91		440	2320	86.6	0.279	0.175	7.5			
92	18	220	3150	87	0.037	0.024	1			
93		440	3150	87.5	0.145	0.101	4			
2ПН 160 ЛУХЛ4, 2ПН 160 ЛГУХЛ4										
94	4	110	750	77.5	0.13	0.102	4.25			0.1
95		220	800	78.5	0.486	0.389	14.7			
96		440	750	78.5	2.02	1.8	63			
97	6.3	110	1000	80.5	0.069	0.049	2.2			
98		220	1000	81.5	0.278	0.196	8.7			
99		440	1060	82	0.485	0.342	31			

Приложение Б

(обязательное)

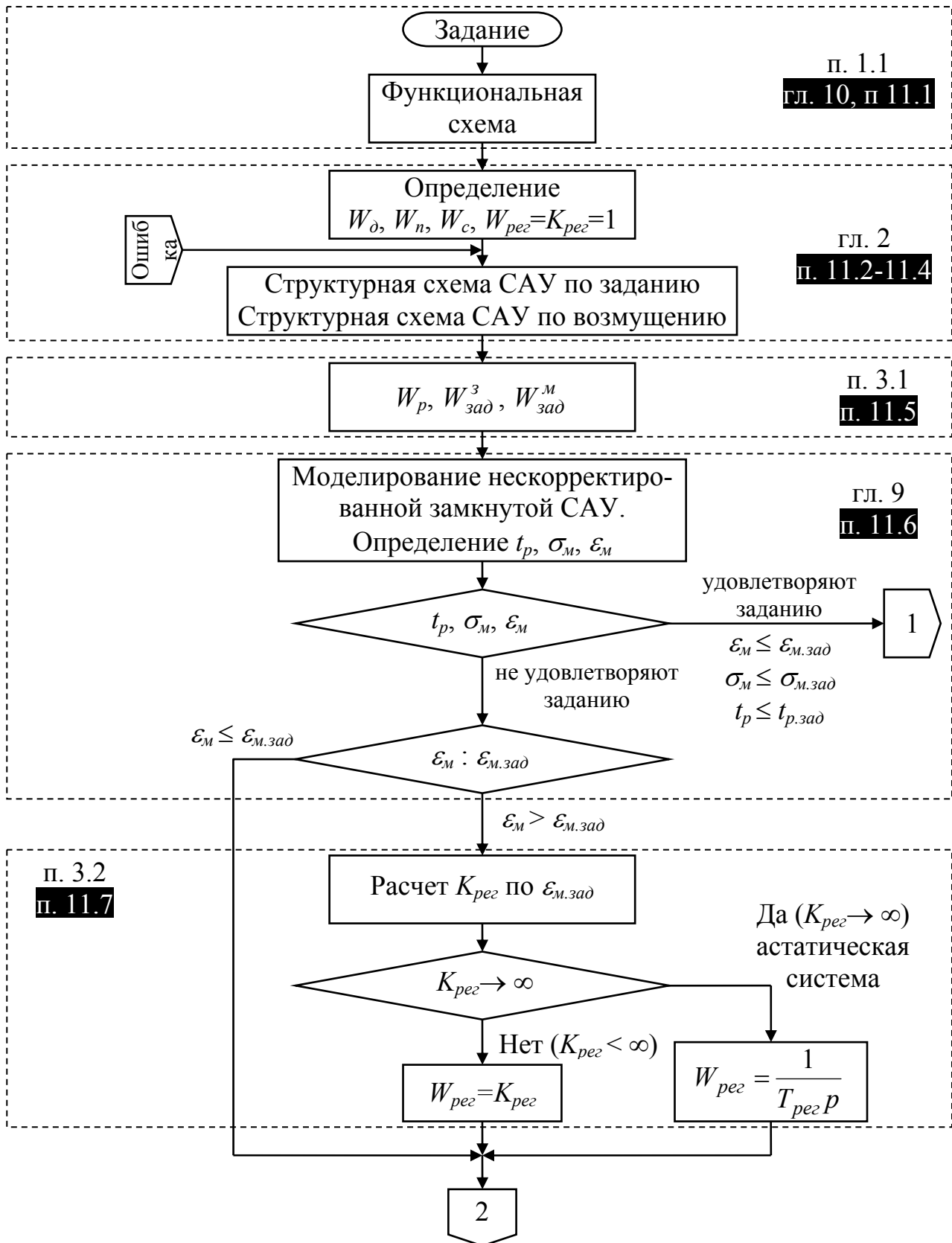
Требования к электроприводу

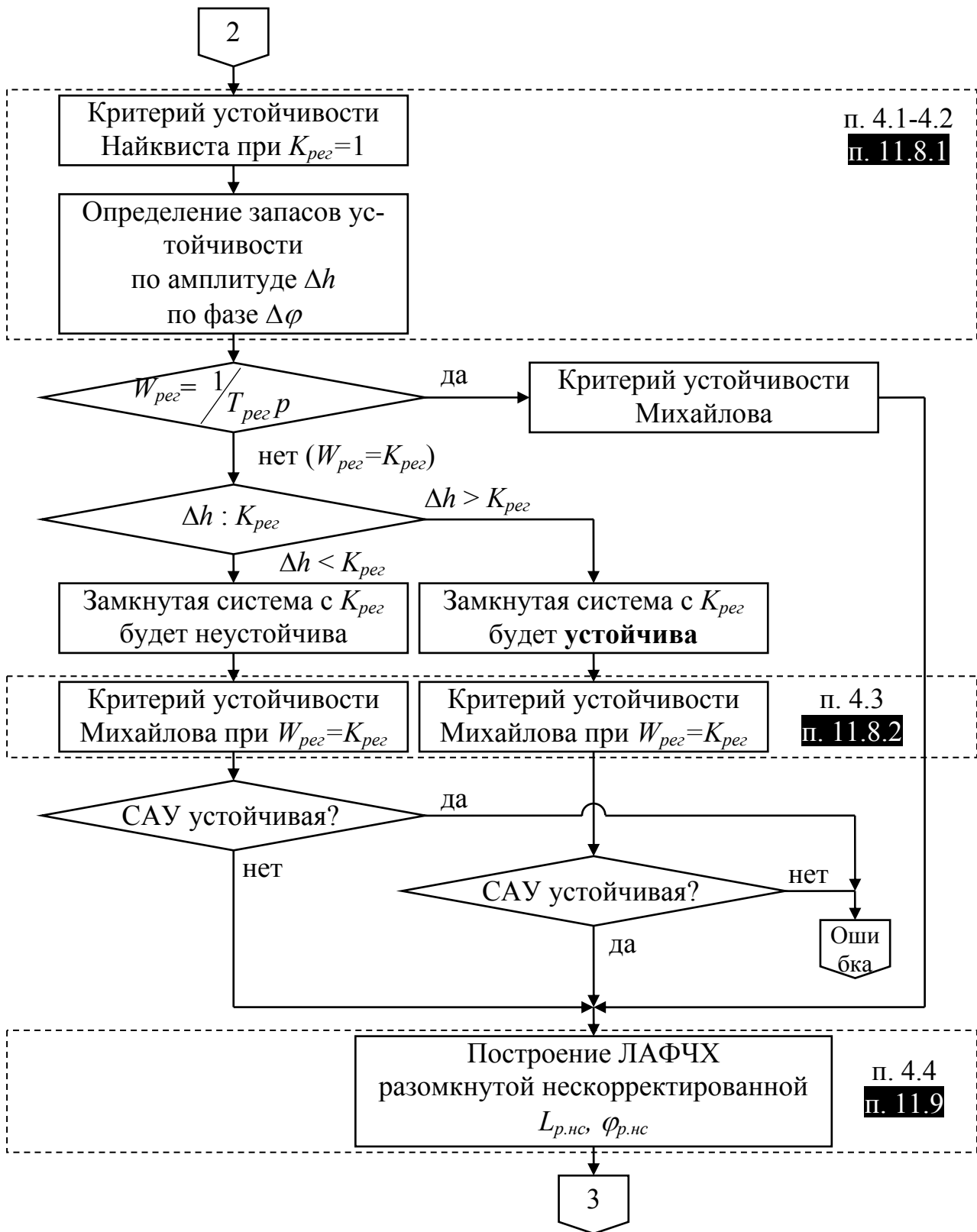
Вариант II		1	2	3	4	5	6	7	8
Время регулирования, t_p	с	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8
Перерегулирование, σ_m	%	20	25	30	25	20	25	30	25
Ошибка регулирования по возмущению, ε_m	%	0	0.1	0.15	0.2	0.25	0.20	0.15	0.1

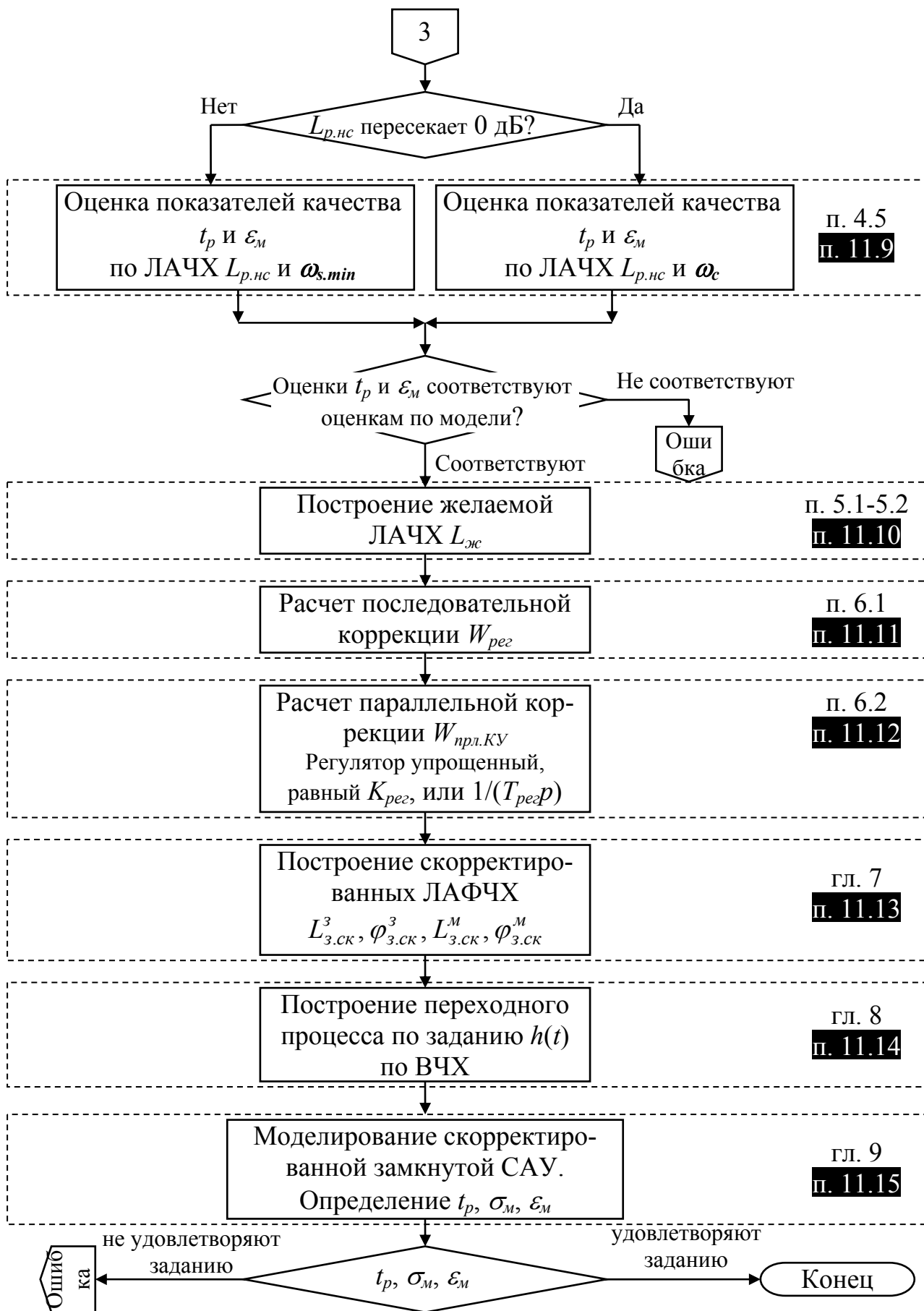
Приложение В

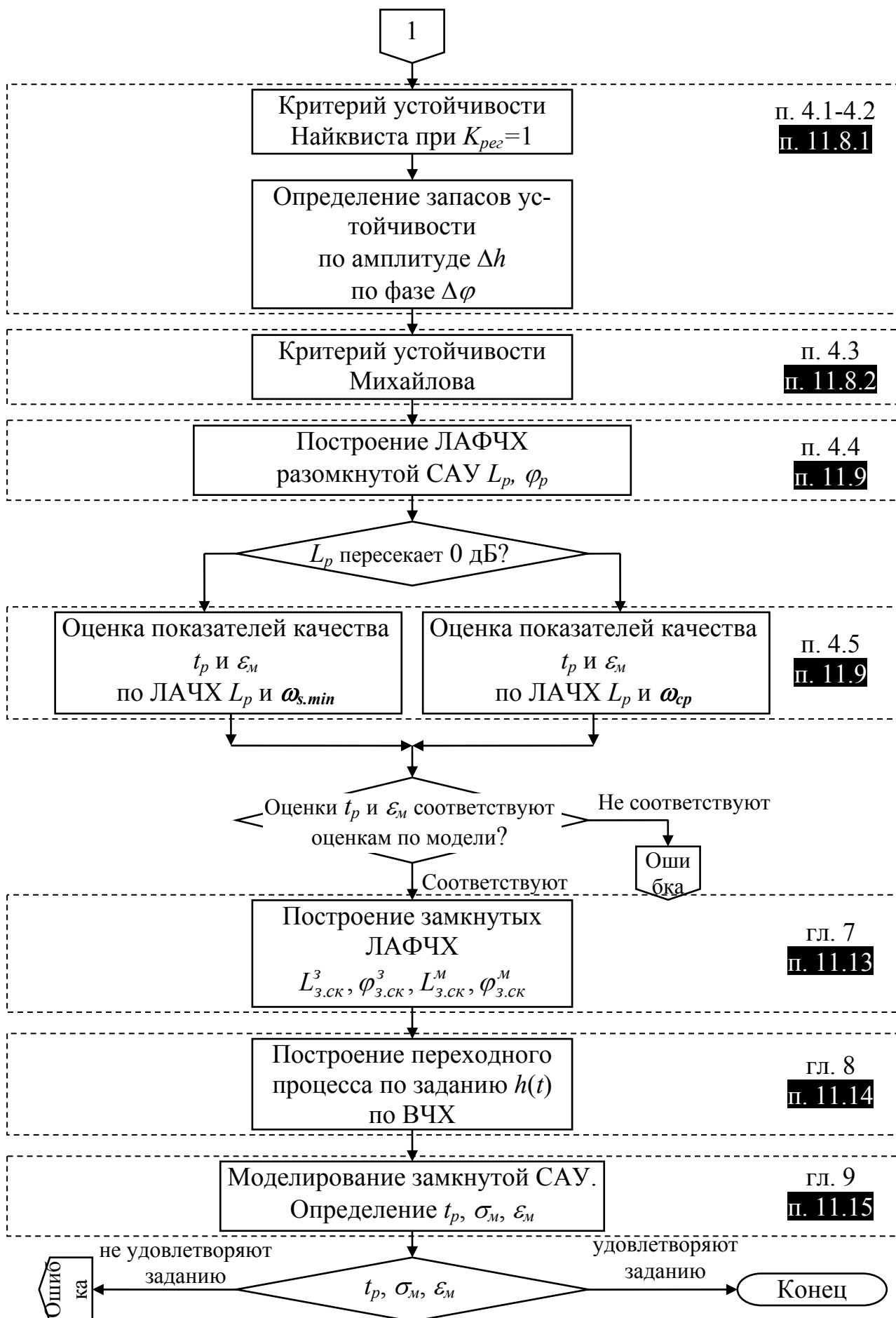
(рекомендуемое)

Алгоритм расчета курсовой работы

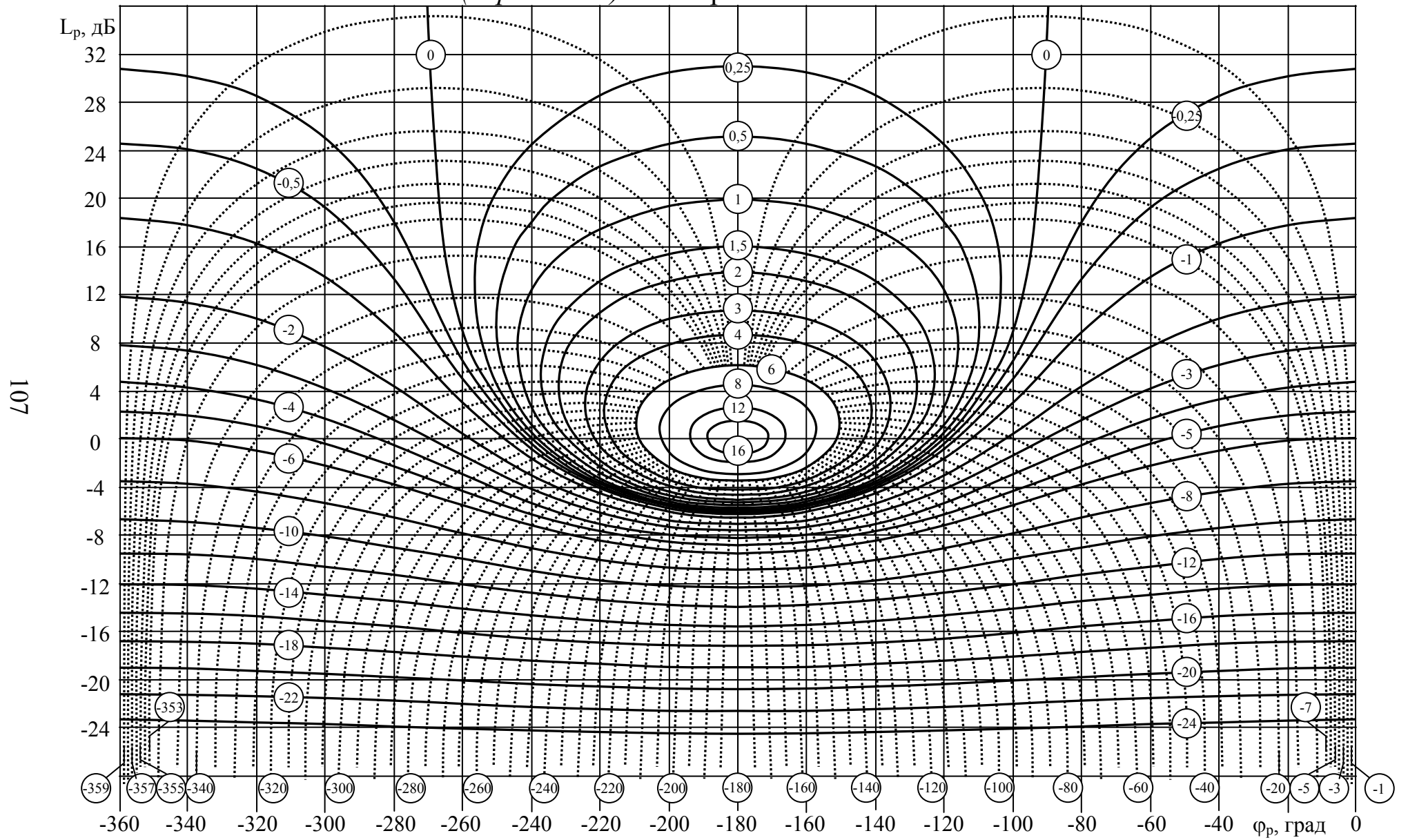








Приложение Г (справочное) Номограмма замыкания



Приложение Д
(справочное) Таблица h– функций

$t_{табл}$	χ																				
	0.00	0.05	0.10	0.15	0.20	0.25	0.30	0.35	0.40	0.45	0.50	0.55	0.60	0.65	0.70	0.75	0.80	0.85	0.90	0.95	1.00
0.0	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
0.5	0,158	0,166	0,174	0,182	0,190	0,197	0,205	0,213	0,221	0,229	0,237	0,244	0,252	0,260	0,268	0,276	0,283	0,291	0,299	0,306	0,314
1.0	0,310	0,325	0,341	0,356	0,371	0,386	0,402	0,417	0,432	0,446	0,461	0,476	0,490	0,505	0,519	0,533	0,547	0,561	0,575	0,589	0,602
1.5	0,449	0,471	0,494	0,516	0,537	0,559	0,580	0,601	0,622	0,643	0,663	0,683	0,702	0,721	0,740	0,758	0,776	0,794	0,811	0,827	0,843
2.0	0,571	0,600	0,628	0,655	0,682	0,709	0,735	0,761	0,785	0,809	0,833	0,856	0,877	0,899	0,919	0,938	0,957	0,974	0,991	1,007	1,022
2.5	0,674	0,707	0,740	0,771	0,802	0,833	0,862	0,889	0,916	0,942	0,966	0,989	1,011	1,031	1,050	1,067	1,083	1,097	1,110	1,122	1,132
3.0	0,755	0,792	0,828	0,863	0,896	0,928	0,958	0,986	1,013	1,038	1,060	1,081	1,100	1,116	1,131	1,143	1,154	1,162	1,169	1,174	1,177
3.5	0,815	0,855	0,893	0,929	0,964	0,995	1,025	1,052	1,076	1,098	1,117	1,133	1,147	1,158	1,166	1,172	1,175	1,176	1,175	1,172	1,167
4.0	0,856	0,898	0,937	0,974	1,008	1,038	1,066	1,090	1,110	1,127	1,141	1,151	1,158	1,162	1,163	1,161	1,156	1,150	1,141	1,131	1,119
4.5	0,882	0,924	0,964	1,000	1,032	1,060	1,084	1,104	1,120	1,131	1,138	1,142	1,142	1,138	1,131	1,122	1,111	1,098	1,084	1,069	1,053
5.0	0,896	0,938	0,977	1,012	1,042	1,067	1,087	1,102	1,112	1,117	1,117	1,114	1,107	1,097	1,084	1,069	1,053	1,036	1,019	1,003	0,987
6.0	0,903	0,945	0,982	1,013	1,037	1,054	1,065	1,069	1,068	1,062	1,051	1,037	1,020	1,002	0,984	0,966	0,949	0,934	0,922	0,913	0,907
7.0	0,904	0,945	0,980	1,006	1,024	1,034	1,037	1,033	1,023	1,009	0,993	0,975	0,957	0,941	0,927	0,917	0,911	0,909	0,911	0,917	0,926
8.0	0,911	0,952	0,984	1,007	1,020	1,024	1,021	1,011	0,998	0,982	0,966	0,952	0,941	0,934	0,932	0,936	0,944	0,956	0,970	0,986	1,002
9.0	0,925	0,966	0,996	1,016	1,025	1,025	1,017	1,006	0,992	0,978	0,968	0,962	0,961	0,966	0,976	0,990	1,006	1,023	1,039	1,051	1,060
10.0	0,939	0,980	1,009	1,025	1,031	1,027	1,018	1,005	0,994	0,985	0,982	0,984	0,993	1,005	1,020	1,036	1,049	1,059	1,063	1,062	1,056
11.0	0,947	0,988	1,015	1,028	1,030	1,024	1,013	1,002	0,993	0,990	0,993	1,001	1,014	1,027	1,039	1,046	1,049	1,044	1,035	1,021	1,005
12.0	0,950	0,990	1,015	1,025	1,024	1,015	1,004	0,994	0,989	0,990	0,997	1,007	1,018	1,026	1,029	1,025	1,015	1,000	0,984	0,969	0,958
13.0	0,950	0,989	1,012	1,019	1,015	1,004	0,993	0,986	0,984	0,989	0,997	1,006	1,012	1,012	1,005	0,993	0,979	0,965	0,955	0,951	0,955
14.0	0,951	0,990	1,010	1,015	1,008	0,997	0,987	0,983	0,985	0,991	0,999	1,005	1,005	0,998	0,987	0,975	0,965	0,961	0,965	0,976	0,991
15.0	0,955	0,993	1,012	1,014	1,006	0,995	0,987	0,986	0,991	0,998	1,005	1,006	1,002	0,993	0,983	0,977	0,978	0,987	1,001	1,017	1,030
16.0	0,961	0,998	1,015	1,015	1,006	0,995	0,990	0,992	0,999	1,007	1,010	1,008	1,001	0,994	0,990	0,993	1,003	1,018	1,031	1,039	1,039
17.0	0,965	1,001	1,016	1,014	1,005	0,996	0,993	0,998	1,006	1,011	1,012	1,007	1,000	0,996	0,999	1,008	1,021	1,030	1,032	1,026	1,012
18.0	0,966	1,002	1,015	1,012	1,002	0,994	0,994	1,000	1,007	1,010	1,008	1,001	0,997	0,997	1,004	1,014	1,020	1,018	1,008	0,993	0,978
19.0	0,966	1,002	1,013	1,008	0,998	0,992	0,994	1,001	1,006	1,006	1,001	0,995	0,993	0,997	1,004	1,009	1,006	0,995	0,981	0,969	0,967
20.0	0,967	1,001	1,011	1,004	0,994	0,991	0,994	1,001	1,004	1,001	0,995	0,991	0,992	0,998	1,003	1,001	0,991	0,979	0,972	0,974	0,986