



Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова»

Н.В. Фомин

**СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ.
КУРСОВОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ**

*Утверждено Редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия*

Магнитогорск
2014

Рецензенты:

Главный энергетик,
ОАО «Магнитогорский метизно-калибровочный завод «ММК-МЕТИЗ»»
А.Р. Шумаков

Доктор технических наук, профессор, директор института энергетики
и автоматизированных систем,
ФГБОУ ВПО «Магнитогорский государственный технический
университет им. Г.И. Носова»
С.И. Лукьянов

Фомин Н.В.

Системы управления электроприводами. Курсовое проектирование [Электронный ресурс] : учебное пособие / Николай Владимирович Фомин ; ФГБОУ ВПО «Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова». – Электрон. текстовые дан. (1,4 Мб). – Магнитогорск : ФГБОУ ВПО «МГТУ», 2014. – 1 электрон. опт. диск (CD-R). – Систем. требования : IBM PC, любой, более 1 GHz ; 512 Мб RAM ; 10 Мб HDD ; MS Windows XP и выше ; Adobe Reader 8.0 и выше ; CD/DVD-ROM дисковод ; мышь. – Загл. с титул. экрана.

В учебном пособии рассмотрены вопросы построения систем подчиненного регулирования координат с последовательной коррекцией. Приведены необходимые формулы для расчета регуляторов, представлены примеры поконтурной настройки основных систем регулирования электроприводов постоянного тока: однозонной, двухзонной и позиционной.

Представлены варианты заданий для выполнения курсового проектирования, приведены технические данные электрических двигателей, силового электрооборудования, тахогенераторов, сельсинов.

В приложениях рассмотрены примеры реализации элементов системы управления электроприводом на основе операционных усилителей.

Пособие предназначено для студентов специальностей 140604- «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов», 220401 – «Мехатроника» и аспирантов специальности 05.09.03 – «Электротехнические комплексы и системы».

Содержание

ВВЕДЕНИЕ	4
1. ТЕМАТИКА И СОДЕРЖАНИЕ КУРСОВОГО ПРОЕКТА.....	5
1.1. Содержание курсового проекта.....	5
1.2 Содержание графической части проекта.....	10
2. ОФОРМЛЕНИЕ КУРСОВОГО ПРОЕКТА	10
3. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ КУРСОВОГО ПРОЕКТА	11
3.1. Объект регулирования	11
3.1.1. Выбор и характеристика тиристорного преобразователя.....	11
3.1.2. Выбор и характеристика тиристорного возбудителя.....	12
3.1.3. Основные параметры объекта регулирования.....	13
3.2. Построение системы управления электроприводом	20
3.2.1. Построение контура регулирования якорного тока.....	21
3.2.2. Построение контура регулирования скорости.....	30
3.2.3. Построение системы регулирования ЭДС	40
3.2.4. Построение контура регулирования положения	46
3.2.5. Реализация СУЭП	50
3.2.6. Анализ динамических режимов работы спроектированной СУЭП.....	51
ПРИЛОЖЕНИЕ А.....	53
ПРИЛОЖЕНИЕ Б	59
ПРИЛОЖЕНИЕ В	63
ПРИЛОЖЕНИЕ Г	64
ПРИЛОЖЕНИЕ Д.....	65
ПРИЛОЖЕНИЕ Е	70
ПРИЛОЖЕНИЕ Ж.	84
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	104

ВВЕДЕНИЕ

Дисциплина «Системы управления электроприводов» (СУЭП) для студентов, обучающихся по профилю 140400 «Электропривод и автоматика» направления «Электроэнергетика и электротехника», и 221000 «Мехатроника и робототехника» направления «Мехатронные системы в автоматизированном производстве» является одной из основных теоретических и практических специальных дисциплин. Изучение курса базируется на знании дисциплин «Теория автоматического управления», «Теория электропривода», «Преобразовательная техника», «Элементы систем автоматики».

Завершающим этапом изучения дисциплины СУЭП является выполнение курсового проекта. Целью выполнения курсового проекта является разработка, реализация и анализ системы автоматического управления электропривода постоянного или переменного тока, отвечающей современному состоянию автоматизированных электроприводов.

В учебном пособии рассматриваются вопросы разработки систем управления электроприводом постоянного тока, силовая часть которого выполнена по системе тиристорный преобразователь – двигатель (ТП – Д), система управления строится по принципу подчиненного регулирования координат с последовательной коррекцией. Приведены варианты заданий для выполнения курсового проекта, представлены основные теоретические материалы, позволяющие выполнить построение контуров регулирования системы управления, в приложениях приведены технические параметры основных элементов силовой части электропривода, даны примеры реализации датчиков обратных связей.

1. ТЕМАТИКА И СОДЕРЖАНИЕ КУРСОВОГО ПРОЕКТА

В методических указаниях рассматриваются три основных (типовых) тематики курсовых проектов:

- разработка системы управления электроприводом (СУЭП) скорости электропривода постоянного тока;
- разработка позиционной СУЭП электропривода постоянного тока;
- разработка двухзонной СУЭП электропривода постоянного тока.

Возможна и выдача индивидуального задания, в частности, разработка системы управления электроприводом механизма, заданного в курсовом проекте по дисциплине «Теория электропривода».

В типовых вариантах тематики задается электродвигатель постоянного тока, основные параметры механизма и показатели качества регулирования, которые необходимо обеспечить.

1.1. Содержание курсового проекта

Курсовой проект состоит из пояснительной записки и графической части [1].

Пояснительная записка курсового проекта должна содержать:

- *Титульный лист.*
- *Задание на курсовой проект.*
- *Содержание.*
- *Введение.*
- ***Основная часть.***
- *Заключение.*
- *Библиографический список.*

*Содержание **основной части** для разработки СУЭП скорости:*

«Разработка системы управления
скоростью электропривода постоянного тока»

1. Характеристика объекта регулирования.

1.1 Технические данные электродвигателя.

1.2 Выбор и характеристики тиристорного преобразователя.

- 1.3 Основные параметры объекта регулирования.
- 2. Построение СУЭП скорости (ЭДС).
 - 2.1 Построение контура регулирования тока.
 - 2.1.1 Контур регулирования тока. Стандартный вариант регулятора тока.
 - 2.1.2 Адаптивный регулятор с эталонной моделью (двойной регулятор тока).
 - 2.1.3 Анализ влияния внутренней обратной связи по ЭДС двигателя на работу контура тока, компенсация влияния ЭДС двигателя (при необходимости).
 - 2.1.4 Оценка величины производной якорного тока. Задатчик интенсивности тока.
 - 2.2 Построение контура регулирования скорости (ЭДС).
 - 2.2.1 Контур регулирования скорости (ЭДС), оценка заданной точности регулирования скорости (ЭДС).
 - 2.2.2 Выбор тахогенератора (датчика ЭДС), реализация обратной связи по скорости (ЭДС).
 - 2.2.3 Задатчик интенсивности скорости.
- 3. Реализация СУЭП.
 - 3.1 Принципиальная электрическая схема СУЭП. Общая характеристика основных элементов системы.
 - 3.2 Расчет элементов контура регулирования тока.
 - 3.3 Расчет элементов контура регулирования скорости (ЭДС).
 - 3.4 Расчет элементов задатчика интенсивности скорости.
- 4. Анализ динамических и статических режимов спроектированного электропривода.
 - 4.1 Статические характеристики спроектированного электропривода. Модель СУЭП спроектированного электропривода.
 - 4.2 Переходные процессы спроектированного электропривода.
 - 4.3 Определение основных показателей качества регулирования.

Варианты заданий на тему «Разработка системы управления скоростью электропривода постоянного тока» приведены в приложении А, таблицы А.1, А.4.

Содержание *основной части* для разработки позиционной СУ-ЭП:

«Разработка позиционной системы управления электроприводом постоянного тока»

1. Характеристика объекта регулирования.

- 1.1 Технические данные электродвигателя.
- 1.2 Выбор и характеристики тиристорного преобразователя.
- 1.3 Основные параметры объекта регулирования.

2 Построение позиционной СУЭП.

2.1 Построение контура регулирования тока.

2.1.1 Контур регулирования тока. Стандартный вариант регулятора тока.

2.1.2 Адаптивный регулятор с эталонной моделью (двойной регулятор тока).

2.1.3 Анализ влияния внутренней обратной связи по ЭДС двигателя на работу токового контура, компенсация влияния ЭДС двигателя (при необходимости).

2.2 Построение контура регулирования скорости.

2.2.1 Контур регулирования скорости, оценка заданной точности регулирования.

2.2.2 Задатчик интенсивности скорости.

2.3 Построение контура регулирования положения (перемещения).

2.3.1 Контур регулирования положения (перемещения).

2.3.2 Выбор измерительного редуктора и сельсинов, реализация обратной связи по положению (перемещению).

2.3.3 Построение регулятора положения при малых перемещениях.

2.3.4 Построение регулятора положения при больших перемещениях.

2.3.5 Нелинейный регулятор положения.

3 Реализация СУЭП.

3.1 Принципиальная электрическая схема СУЭП. Общая характеристика основных элементов системы.

3.2 Расчет элементов контура регулирования тока.

3.3 Расчет элементов контура регулирования скорости.

3.4 Расчет элементов контура регулирования положения, реализация нелинейного регулятора положения.

4 Анализ динамических режимов спроектированного электропривода.

4.1 Модель СУЭП спроектированного электропривода.

4.2 Переходные процессы спроектированного электропривода.

4.3 Определение основных показателей качества регулирования.

Варианты заданий на тему «Разработка позиционной системы управления электроприводом постоянного тока» приведены в приложении А, таблица А.2, А.4.

*Содержание **основной части** для разработки двухзонной СУЭП скорости:*

«Разработка двухзонной системы управления скоростью электропривода постоянного тока»

1. Характеристика объекта регулирования.

1.1 Технические данные электродвигателя, эксплуатационная характеристика и кривая намагничивания.

1.2 Выбор и характеристики тиристорного преобразователя.

1.3 Выбор и характеристики тиристорного возбудителя.

1.4 Основные параметры объекта регулирования.

2. Построение двухзонной СУЭП скорости.

2.1 Построение СУЭП скорости изменением напряжения якоря двигателя.

2.1.1 Построение контура регулирования тока.

2.1.1.1 Контур регулирования тока. Стандартный вариант регулятора тока.

2.1.1.2 Анализ влияния внутренней обратной связи по ЭДС двигателя, компенсация влияния ЭДС двигателя (при необходимости).

2.1.2 Построение контура регулирования скорости.

2.1.2.1 Контур регулирования скорости, оценка заданной точности регулирования скорости.

2.1.2.2 Компенсация изменения параметров объекта регулирования во второй зоне, изменяемое токоограничение.

2.1.2.3 Выбор тахогенератора, реализация обратной связи по скорости.

2.1.2.4 Задатчик интенсивности скорости.

2.2 Построение СУЭП скорости изменением магнитного потока двигателя.

2.2.1 Построение контура регулирования тока возбуждения (магнитного потока).

2.2.1.1 Реализация обратной связи по току возбуждения (потока) двигателя.

2.2.1.2 Расчет нелинейного элемента, моделирующего кривую намагничивания двигателя.

2.2.2 Построение контура регулирования ЭДС двигателя.

2.2.2.1 Контур регулирования ЭДС, компенсация изменения параметров объекта регулирования.

2.2.2.2 Ограничение максимального и минимального задания тока возбуждения (магнитного потока).

2.2.2.3 Выбор и расчет датчика ЭДС.

3.Реализация СУЭП.

3.1 Принципиальная электрическая схема СУЭП. Общая характеристика основных элементов системы.

3.2 Расчет элементов контура регулирования якорного тока.

3.3 Расчет элементов контура регулирования скорости с регулируемым токоограничением.

3.4 Расчет элементов контура регулирования тока возбуждения (магнитного потока) с моделью кривой намагничивания.

3.5 Расчет элементов контура регулирования ЭДС двигателя с датчиком ЭДС и блоком выделения модуля.

4.Анализ динамических режимов спроектированного электропривода.

4.1 Модель СУЭП спроектированного электропривода.

4.2 Переходные процессы спроектированного электропривода.

4.3 Определение основных показателей качества регулирования.

Варианты заданий на тему «Разработка двухзонной системы управления скоростью электропривода постоянного тока» приведены в приложении А, таблица А.3, А4.

1.2 Содержание графической части проекта

Графическая часть проекта выполняется на листе формата А1, на котором в обязательном порядке должны быть представлены:

- принципиальная электрическая схема силовой части электропривода;
- структурная схема СУЭП электропривода;
- принципиальная электрическая схема СУЭП электропривода;
- переходные процессы спроектированного электропривода;
- основные показатели качества регулирования.

При необходимости или по рекомендации преподавателя графическая часть проекта может быть дополнена.

2. ОФОРМЛЕНИЕ КУРСОВОГО ПРОЕКТА

Курсовой проект состоит из пояснительной записки объемом 40-55 страниц и графической части на листе формата А1. К пояснительной записке прилагается **диск с текстом пояснительной записки и моделью спроектированной системы управления**. Оформление пояснительной записки и графической части проекта должно соответствовать стандарту.

При оформлении пояснительной записки необходимо выполнять следующие требования:

- все расчеты выполняются в основных единицах измерения международной системы, после основных единиц измерения возможно указание производных единиц;
- все позиции формулы должны быть расшифрованы;
- нумеруются только те формулы, на которые далее следуют ссылки в тексте;
- при выполнении расчетов сначала приводится формула в общем виде, а затем - в числовом выражении для всех позиций формулы;
- рисунки и таблицы должны следовать сразу за первой ссылкой на них в тексте;
- в названиях разделов и подразделов сокращения не допустимы;
- литературные источники должны иметь сквозную нумерацию, если в тексте нет ссылок на соответствующую литературу, ее не должно быть в списке использованных источников;
- пояснительная записка оформляется безлично.

По рекомендации преподавателя для защиты курсового проекта может быть представлена **презентация**, в состав которой в обязательном порядке должны быть включены пункты графической части проекта и дополнительные пункты, позволяющие расширенно представить результаты работы над курсовым проектом.

3. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ КУРСОВОГО ПРОЕКТА

В данном разделе рассматриваются основные вопросы по выполнению курсового проекта, причем основное внимание уделено подразделам и вопросам, которые в недостаточной степени рассмотрены в учебной и технической литературе.

3.1. Объект регулирования

Технические данные электродвигателя.

Полные технические данные и параметры электродвигателя приведены в [8,9,10], каталогах и справочниках и приложении Б. Для системы двухзонного регулирования скорости необходимо привести кривую намагничивания, для построения которой можно использовать универсальную кривую намагничивания.

3.1.1. Выбор и характеристика тиристорного преобразователя

Выбор тиристорного преобразователя (ТП) и расчет его характеристик проводится в соответствии с методиками, рассмотренными в курсах «Преобразовательная техника» и «Теория электропривода» [13,16,18].

Выбор ТП производится по номинальным данным электродвигателя в соответствии с соотношениями:

$$U_{дн} \geq U_{ндв}, \quad I_{дн} \geq I_{ндв} \lambda / \lambda_{ТП}$$

где $U_{дн}$ – номинальное выпрямленное напряжение ТП, В;

$I_{дн}$ – номинальный выпрямленный ток ТП, А;

$\lambda, \lambda_{ТП}$ – перегрузочная способность по току двигателя и ТП соответственно.

Полные технические данные по ТП приведены в [19]. Для питания двигателя выбирается реверсивный ТП с отдельным управлением вентильными группами и мостовой схемой выпрямления. Для ТП с выпрямленным напряжением 220 В, рекомендуется выбирать трансформаторный вариант питания ТП, в остальных случаях (при $U_{ндв} = 440$ В) подключение ТП к питающей сети ~380 В необходимо осуществлять через токоограничивающий реактор.

В курсовом проекте необходимо представить принципиальную электрическую схему силовых цепей электропривода, особое внимание уделить месту подключения датчиков обратных связей и элементам защиты ТП и двигателя:

- защита от аварийных токов в цепи переменного тока;
- защита от перенапряжений на обмотках трансформатора и тиристорах;
- защита от аварийных токов в цепи выпрямителя;
- защита от включения ТП на вращающийся двигатель;
- защита от обрыва поля и перенапряжений на обмотке возбуждения двигателя, и др. виды защит.

В пояснительной записке необходимо привести регулировочную характеристику ТП $E_d = f(U_y)$ и ее расчет (свести в таблицу) с учетом ограничения углов регулирования α_{\max} (α_{\min}) [15,18]. При расчете регулировочной характеристики следует принимать начальные значения углов регулирования $\alpha_{1\text{нач}} = \alpha_{2\text{нач}} = 95^\circ - 105^\circ$, расчет выполнить в диапазоне изменения напряжения управления $-10\text{В} \leq U_y \leq +10\text{В}$ с учетом ограничения углов регулирования.

Кроме того, необходимо привести тип и технические данные трансформатора (реактора) для расчета параметров объекта регулирования.

3.1.2. Выбор и характеристика тиристорного возбудителя

Для двухзонной СУЭП скорости необходимо выбрать неререверсивный тиристорный возбудитель (ТВ), который может входить в состав комплектного тиристорного электропривода. Выбор ТВ производится из условий:

$$U_{\text{днв}} \geq \alpha U_{\text{нв}}, \quad I_{\text{днв}} \geq I_{\text{нв}},$$

где $U_{\text{днв}}, I_{\text{днв}}$ – номинальные напряжение и ток ТВ;

$U_{\text{нв}}, I_{\text{нв}}$ – номинальные напряжение и ток возбуждения двигателя;

$\alpha = U_{\text{махв}} / U_{\text{нв}}$ – коэффициент форсировки возбуждения.

В курсовом проекте нужно обеспечить максимальное быстродействие контура регулирования тока возбуждения (потока), поэтому необходимо принять коэффициент форсировки $\alpha = 3 - 5$, для чего нужен ТВ с максимально возможным выпрямленным напряжением, т.е. $U_{\text{днв}} = 440 - 460\text{В}$. В пояснительной записке необходимо привести регулировочную характеристику ТВ, ее расчет (свести в таблицу) с учетом необходимого

ограничения углов регулирования, а также технические данные трансформатора (реактора) [13,14,19]. Принципиальная электрическая схема ТВ должна быть совмещена с принципиальной электрической схемой силовой части электропривода.

3.1.3. Основные параметры объекта регулирования

На рис.1 – 4 представлены структурные схемы объектов регулирования системы ТП – Д для рассматриваемых тем курсового проекта.

- *Тиристорный преобразователь и возбудитель.*

Коэффициенты усиления ТП и ТВ рассчитываются по их характеристикам управления.

С ТП и ТВ совмещен эквивалентный фильтр прямого канала регулирования с некомпенсируемой постоянной времени T_{μ} .

В случае применения адаптивного регулятора тока или стандартного регулятора тока некомпенсируемую постоянную времени ТП и ТВ можно принять одинаковыми в пределах 5 – 10 мс.

В случае применения двойного регулятора тока (двойной контур регулирования якорного тока) ТП представляется безынерционным звеном, а эквивалентный фильтр прямого канала реализуется первым (внутренним) замкнутым контуром регулирования тока. Здесь реализуется предельное быстродействие и некомпенсируемая постоянная времени для шестипульсной схемы ТП составляет 3,3 мс. Некомпенсируемая постоянная времени ТВ в этом случае лежит в пределах 5 - 10 мс.

- Якорная цепь электропривода

В СУЭП скорости и позиционной СУЭП применяют двигатели серии Д, которые можно включать *без сглаживающего дросселя*. В двухзонной СУЭП при использовании двигателей серии П относительно небольшой мощности (без компенсационной обмотки) индуктивности цепи выпрямленного тока (якорь двигателя и трансформатор или реактор) обычно достаточно для снижения пульсаций выпрямленного тока до (10 – 15)% и сглаживающий дроссель также не нужен.

Поэтому эквивалентное сопротивление якорной цепи системы ТП-Д можно определить по формуле:

$$R_{\Sigma} = 1,1R_a + a_v(R_T + mX_T / (2\pi)),$$

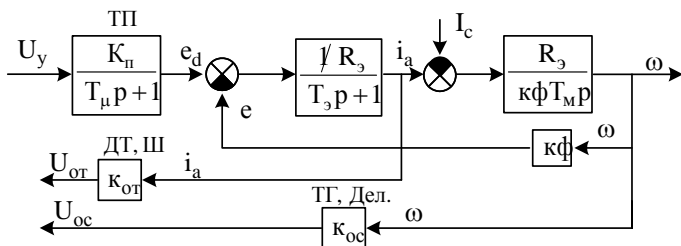


Рис.1. Структурная схема объекта регулирования в СУЭП скорости

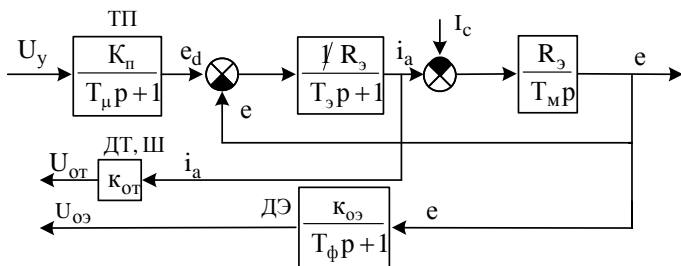


Рис.2. Структурная схема объекта регулирования в СУЭП скорости (ЭДС) с обратной связью по ЭДС двигателя

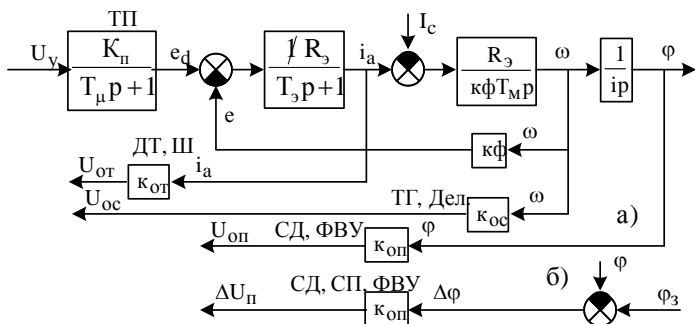


Рис.3. Структурная схема объекта регулирования в позиционной СУЭП (а - СУЭП положения б - СУЭП перемещения).

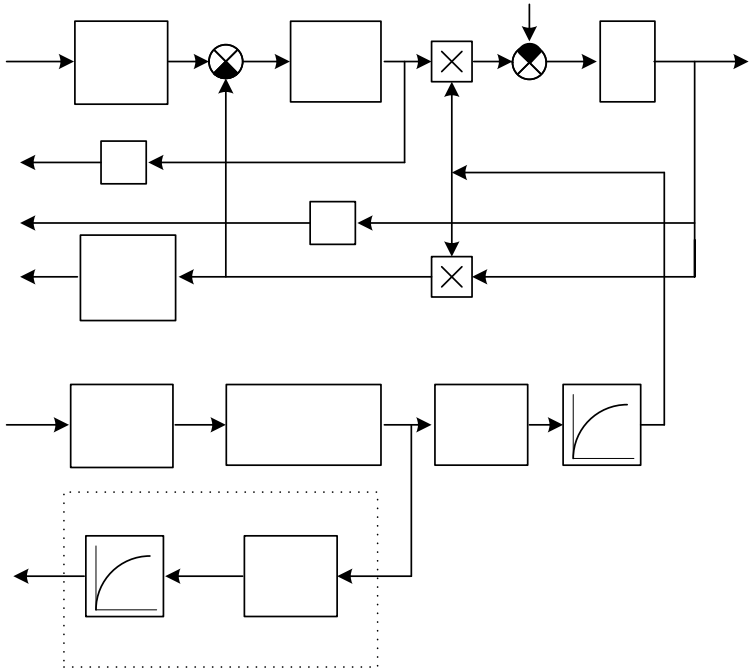


Рис. 4. Структурная схема объекта регулирования в двухзонной САР

где $R = (r + r + r)$

двигателя, Ом;

$\beta = 1,24 - 1,32$ – коэффициент приведения сопротивления к рабочей температуре двигателя;

$r_{я0}, r, \Gamma$,

ток дополнительных полюсов и стабилизирующей при температуре (20 – 25)°С, Ом;

$a_B = 2$ – схемный коэффициент для мостовой схемы выпрямления;

$R_T = P_{K3} / 3I_{2\text{фн}}^2$ – активное сопротивление трансформатора (реактора), Ом;

P_{K3} – потери короткого замыкания трансформатора, Вт;

$I_{2\text{фн}}$ – номинальный фазный ток трансформатора, А;

$X_T = \sqrt{(Z_T^2 - R_T^2)}$ – индуктивное сопротивление трансформатора, Ом;

$Z_T = e_{\text{к}\%} U_{2\text{фн}} / (100 * I_{2\text{фн}})$ – полное сопротивление фазы трансформатора, Ом;

$e_{\text{к}\%}$ – ЭДС короткого замыкания трансформатора, %;

$U_{2\text{фн}}$ – номинальное вторичное фазное напряжение трансформатора, В.

Эквивалентная индуктивность якорной цепи системы ТП – Д определяется по формуле:

$$L_{\text{я}} = L_{\text{а}} + a_{\text{в}} L_{\text{Т}} ,$$

где $L_{\text{а}} = 0,6 * U_{\text{н}} / (p_{\text{п}} * I_{\text{н}} * \omega_{\text{н}})$ – индуктивность якоря некомпенсированного двигателя, Гн;

$U_{\text{н}}$, $I_{\text{н}}$, $\omega_{\text{н}}$, $p_{\text{п}}$ – номинальные напряжение, ток, частота вращения и число главных полюсов двигателя, соответственно;

$L_{\text{Т}} = X_{\text{Т}} / (2 * \pi * f_{\text{с}})$ – индуктивность трансформатора (реактора), Гн.

Эквивалентная постоянная времени $T_{\text{я}}$ якорной цепи системы ТП – Д определяется по формуле:

$$T_{\text{я}} = L_{\text{я}} / R_{\text{я}} .$$

Электромагнитная постоянная времени двигателя (необходима в СУЭП, где применяется датчик ЭДС) рассчитывается по формуле:

$$T_{\text{а}} = L_{\text{а}} / R_{\text{а}} .$$

• *Механическое звено электропривода*

Суммарный момент инерции электропривода J_{Σ} , приведенный к валу двигателя, определяется выражением:

$$J_{\Sigma} = J_{\text{дв}} (1 + J_{\text{мех}} / J_{\text{дв}}) ,$$

где $J_{\text{дв}}$ – момент инерции двигателя, кг*м²;
 $J_{\text{мех}}$ – момент инерции механизма, кг*м².

Электромеханическая постоянная времени $T_{\text{М}}$ электропривода рассчитывается по формуле:

$$T_{\text{М}} = J_{\Sigma} R_{\Sigma} / c^2,$$

где $c = k\Phi_{\text{н}} = (U_{\text{н}} - I_{\text{н}} * R_{\text{а}}) / \omega_{\text{н}}$ – постоянная двигателя, Вc.

Электромагнитная постоянная времени цепи возбуждения двигателя рассчитывается по формуле:

$$T_{\text{ОВ}} = \frac{L_{\text{В}}}{R_{\text{В}}} = \frac{2p_{\text{п}} w^2}{a_{\text{В}}^2 R_{\text{В}}} \frac{d\Phi}{dF} + \frac{\Phi_{\text{н}} (\sigma_{\text{н}} - 1)}{F_{\text{н}}}$$

где $p_{\text{п}}$ – число пар главных полюсов двигателя,
 $a_{\text{В}}$ – число параллельных ветвей обмотки возбуждения;
 $R_{\text{В}}$ - активное сопротивление цепи возбуждения, приведенное к рабочей температуре, Ом;
 $\Phi_{\text{н}}$, $F_{\text{н}}$ – номинальный магнитный поток и намагничивающая сила, приходящиеся на один главный полюс двигателя, соответственно;
 $\sigma_{\text{н}} = (1,1 - 1,2)$ – коэффициент рассеяния;
 w – число витков обмотки возбуждения, приходящееся на один главный полюс двигателя.

Электромагнитная постоянная времени контура вихревых токов $T_{\text{к}}$ принимается равной:

$$T_{\text{к}} = (0,1 - 0,15) T_{\text{ОВ}}.$$

Суммарная электромагнитная постоянная времени цепи возбуждения $T_{\text{ВΣ}}$ рассчитывается по формуле:

$$T_{\text{ВΣ}} = T_{\text{ОВ}} + T_{\text{к}}.$$

Коэффициент цепи возбуждения (аппроксимирует кривую намагничивания двигателя при построении контура регулирования магнитного потока) рассчитывается по формуле:

$$K_{\Phi} = K\Phi_{H} / I_{вн},$$

где $I_{вн}$ – номинальный ток возбуждения двигателя, А.

- Цепи обратных связей

Коэффициенты обратных связей должны обеспечить работу элементов СУЭП (операционных усилителей, датчиков) в рабочем диапазоне ± 10 В. В общем виде коэффициент обратной связи K_{oi} для i – го параметра Xi может быть рассчитан по формуле:

$$K_{oi} = (8 - 10)V / X_{imax}.$$

В курсовом проекте рекомендуется выбирать максимальное значение напряжения обратной связи равное 10 В.

Тогда коэффициент обратной связи по току якоря двигателя определится:

$$K_{от} = K_{ш} K_{дт} = 10V / \lambda I_{H},$$

где λ – перегрузочная способность двигателя по току,

$K_{ш}$, $K_{дт}$ – передаточные коэффициенты шунта и датчика тока соответственно.

Коэффициент обратной связи по скорости двигателя определится:

$$K_{ос} = K_{тг} K_{дел} = 10V / \omega_{max},$$

где $K_{тг}$, $K_{дел}$ – коэффициенты передачи тахогенератора и делителя напряжения цепи обратной связи по скорости двигателя, соответственно;

$\omega_{max} = E_{до} / (k\Phi_{H})$ – для однозонной СУЭП скорости;

$\omega_{max} = 1,5 * \omega_{H}$ – для двухзонной СУЭП скорости (определяется диапазоном регулирования скорости второй зоны);

$\omega_{max} = \omega_{H}$ - для позиционной СУЭП.

Коэффициент обратной связи по ЭДС двигателя (датчика ЭДС) определяется по формуле:

$$K_{оэ} = K_{дэ} = 10V/E_{д0}.$$

Постоянная времени фильтра T_{ϕ} датчика ЭДС принимается в зависимости от реализации датчика от $T_{\phi} = T_a$ (инерционный датчик) до $T_{\phi} = 2 - 5$ мс (приложение Ж).

Коэффициент обратной связи по току возбуждения рассчитывается по формуле:

$$K_{отв} = K_{шв} K_{дтв} = 9V/I_{вн},$$

где $K_{шв}$, $K_{дтв}$ – передаточные коэффициенты шунта и датчика тока возбуждения, соответственно.

Коэффициент обратной связи по потоку двигателя может быть рассчитан по формуле:

$$K_{оф} = 9V/\Phi_n.$$

Коэффициент обратной связи по положению $K_{оп}$ определяется рабочим диапазоном датчика углового положения – сельсина и фазовыпрямляющего устройства (ФВУ), максимально измеряемый угол поворота которого φ_{max} равен одному радиану, поэтому

$$K_{оп} = 10V/\varphi_{max} = 10V/\text{рад}.$$

На рис. 3,а приведена структурная схема объекта регулирования для СУЭП положения, а на рис. 3,б – для СУЭП перемещения, которые с точки зрения построения системы регулирования не имеют принципиальных отличий. Отличие заключается в том, что в СУЭП перемещения используется датчик рассогласования по положению, состоящий из сельсина – датчика, сельсина – приемника и ФВУ (приложение Ж).

В курсовом проекте самостоятельно определяется передаточное отношение измерительного редуктора из условий реализации всех возможных перемещений, включая и большие. Ориентировочно передаточное отношение редуктора определяется выражением:

$$i_p \approx \frac{\omega_{\max}^2 k_{\text{оп}}}{(0,5 - 0,8) \epsilon u_{\text{зп max}}}$$

где $(0,5 - 0,8)$ – коэффициент запаса, учитывающий не идеальность элементов СУЭП;

$\omega_{\max} = \omega_n$ – максимальная скорость позиционирования;

$u_{\text{зп max}} = 10\text{В}$ – максимальное задание на перемещение;

$\epsilon = M_{\text{дин}}/J_{\Sigma}$ – угловое ускорение (замедление) электропривода, определяемое заданным динамическим моментом $M_{\text{дин}}$, т.е. работой задатчика интенсивности скорости (ЗИ).

3.2. Построение системы управления электроприводом

Современные системы управления электроприводов постоянного тока строятся, в основном, по принципу подчиненного регулирования координат с последовательной коррекцией [2,3,5,6,7,16,17,20].

Передаточные функции замкнутых контуров регулирования таких систем оптимальны с точки зрения обеспечения минимальной интегральной квадратичной ошибки регулирования по задающему воздействию и являются передаточными функциями фильтров Баттерворса соответствующих порядков [16,17]. Настройка этих систем соответствует настройке на модульный (технический) оптимум. При этом получаются оптимальные переходные процессы, обеспечивающие максимальное быстродействие при минимальном перерегулировании. Передаточная функция регулятора i -го контура регулирования при настройке на модульный оптимум определяется по формуле:

$$(1) \quad W_{pi}(p) = \frac{1}{2^i T_{\mu} p} \frac{1}{W_{oi}(p)} \frac{k_{oi-1}}{k_{oi}}$$

где T_{μ} – некомпенсируемая постоянная времени СУЭП;

$W_{oi}(p)$ – передаточная функция объекта регулирования i -го контура (звена, подлежащего компенсации настройкой регулятора);

k_{oi-1}, k_{oi} – коэффициенты обратных связей предыдущего и рассматриваемого контуров.

В случае, когда под воздействием момента нагрузки основные показатели качества регулирования электропривода (статическая просадка

скорости или статическая ошибка регулирования по положению) не удовлетворяют поставленным требованиям, применяют астатические системы регулирования, построенные по симметричному оптимуму или отвечающие «минимальному показателю колебательности».

3.2.1. Построение контура регулирования якорного тока

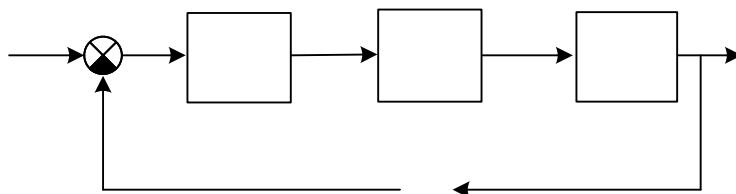
В простых случаях, когда не требуется повышенных показателей качества системы регулирования и предельного быстродействия, регулятор тока якоря строится при следующих допущениях [5,7]:

- пренебрегают внутренней обратной связью по ЭДС двигателя;
- не учитывают режим прерывистых токов;
- считают все параметры объекта регулирования неизменными;
- пренебрегают реакцией якоря двигателя.

На рис.5 представлена структурная схема контура регулирования якорного тока. Тогда в соответствии с формулой (1) получается пропорционально – интегральный (ПИ) регулятор тока (РТ) якоря с передаточной функцией:

$$(2) \quad W_{\text{рт}}(p) = \frac{T_3 p + 1}{2T_\mu k_{\text{п}} \frac{c_{\text{хк}} k_{\text{от}}}{R_3} p} = \frac{T_3 p + 1}{T_{\text{ит}} p}$$

где $T_{\text{ит}}$ - постоянная времени интегрирования РТ.



5. Структурная контура регулирования тока

Передаточные функции замкнутого контура регулирования якорного тока соответствуют оптимальным передаточным функциям второго порядка:

$$W_{зт}(p) = \frac{u_{от}(p)}{u_{зт}(p)} = \frac{i_a(p)}{i_{зад}(p)} = \frac{1}{2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu} p + 1} \quad (3)$$

$$W_{зт}(p) = \frac{i_a(p)}{u_{зт}(p)} = \frac{1/k_{от}}{2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu} p + 1} \quad (4)$$

Передаточная функция разомкнутого токового контура, настроенного на модульный оптимум, равна:

$$W_{разт} = \frac{u_{от}(p)}{u_{зт}(p)} = \frac{1}{2T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1)}$$

при этом частота среза контура тока определяется отношением:

$$\omega_{ст} = \frac{1}{2T_{\mu}}$$

- Адаптивный регулятор тока с эталонной моделью

При питании электродвигателя постоянного тока от реверсивного тиристорного преобразователя (РТП) с отдельным управлением вентилями группами при снижении тока меньше граничного, определяемого выражением:

$$I_{дгр} = \frac{E_{до} \text{Sin} \alpha}{\omega_o L_{\gamma}} \left(1 - \frac{\pi}{p} \text{ctg} \frac{\pi}{p}\right),$$

где $E_{до}$ - ЭДС тиристорного преобразователя при угле регулирования равно нулю;

$\omega_o = 2\pi f_c = 314 \text{ с}^{-1}$ – угловая частота напряжения питающей сети частотой 50 Гц;

$p = 6$ – пульсность схемы выпрямления для мостовой схемы выпрямления;

а также при реверсе тока якоря наступает режим прерывистого тока работы ТП. В зоне прерывистого режима переходные процессы тока заканчиваются в пределах интервала проводимости вентилей $\lambda < 60^\circ$, в этом случае можно пренебречь электромагнитными переходными про-

цессами в цепи ТП-Д. При этом существенно изменяются параметры объекта регулирования (снижается коэффициент передачи ТП, исчезает электромагнитная инерция якорной цепи, поэтому $T_{\ominus} = 0$, увеличивается эквивалентное сопротивление ТП, которое существенно превышает R_{\ominus} цепи ТП-Д), система регулирования практически размыкается, резко ухудшаются динамические свойства СУЭП – снижается быстродействие, возрастает перерегулирование [5,7,11].

Для повышения качества работы СУЭП в режиме прерывистых токов применяют определенные конструктивные решения, например, используют адаптивный регулятор тока с эталонной моделью [11,12,13]. Адаптация заключается в изменении структуры регулятора тока с пропорционально – интегральной на интегральную с одновременным повышением коэффициента интегральной части в 5 – 10 раз по сравнению с непрерывным режимом.

Передачная функция РТ в прерывистом режиме должна быть равна:

$$W_{\text{рт}}(p) = 1/T'_{\text{ит}}p,$$

где $T'_{\text{ит}} = (0,1 - 0,2)T_{\text{ит}}$ – постоянная времени интегрирования регулятора тока в прерывистом режиме.

На рис. 6 представлена структурная схема контура регулирования якорного тока с эталонной моделью. Применение эталонной модели позволяет:

- при неточной настройке параметров СУЭП или неустойчивости параметров СУЭП и объекта регулирования получить свойства контура регулирования тока, близкие к стандартным – оптимальным;
- улучшить свойства СУЭП в зоне режима прерывистых токов;
- снизить влияние внутренней обратной связи по ЭДС двигателя на свойства СУЭП.

Эталонная модель в точном варианте реализации имеет передачную функцию оптимального фильтра второго порядка:

$$W_{\text{м}}(p) = \frac{1}{2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu}p + 1},$$

в упрощенном (аппроксимируемом) варианте – передачную функцию фильтра первого порядка:

$$W_{\text{м}}(p) = \frac{1}{2T_{\mu}p + 1}.$$

В курсовых и дипломных проектах рекомендуется точная реализация модели.

На вход эталонной модели подается сигнал напряжения задания якорного тока $u_{зт}$, поэтому на выходе эталонной модели получается стандартный (оптимальный) переходный процесс якорного тока в масштабе сигнала обратной связи по току. Сигнал эталонного процесса сравнивается с фактическим переходным процессом якорного тока (сигналом $u_{от}$) и их разность (ошибка) с коэффициентом передачи k_a добавляется к основному сигналу с выхода РТ, подгоняя реальный переходный процесс к оптимальному.

Коэффициент передачи k_a в контуре модели выбирается из условия обеспечения устойчивой работы СУЭП (для исключения автоколебаний) по формуле [11]:

$$k_a \leq \frac{T_3 R_3}{2T_\mu k_n k_{от}} \left(\frac{p}{\pi} \text{Sin} \frac{\pi}{p} (1 + \omega_{гр}^2 T_\mu^2) - 1 \right),$$

где $\omega_{гр} = 0,5\omega_0 p = 942 \text{ с}^{-1}$ – граничная частота для трехфазной мостовой схемы выпрямления.

Коэффициент k_a уточняется при наладке электропривода (обычно $k_a \leq 25$).

- Двойной регулятор тока

В том случае, когда постоянная времени ТП относительно мала (менее одной мс), для повышения качества работы СУЭП электропривода в режиме прерывистых токов возможно использование двойного контура регулирования якорного тока [5,12].

При построении двойного регулятора тока ТП принимают безинерционным звеном с коэффициентом передачи k_n .

На рис. 7 представлена структурная схема двойного РТ. Замкнутый первый (внутренний) контур регулирования тока с пропорциональным (П) регулятором РТ1 в непрерывном режиме имеет передаточную функцию инерционного звена, реализующего предельное быстродействие из условий дискретности ТП с эквивалентной постоянной времени фильтра $T'_a = 3,3 \text{ мс}$ для шестипульсной схемы выпрямления и $T'_a = 1,67 \text{ мс}$ для двенадцатипульсной схемы выпрямления:

$$W_{зт1}(p) = \frac{k_{пр1}k_{п}}{(k_{пр1}k_{п}k_{от} + R_{э})(\frac{R_{э}T_{э}}{k_{пр1}k_{п}k_{от} + R_{э}}p + 1)} =$$

$$= \frac{k_{пр1}k_{п}}{(k_{пр1}k_{п}k_{от} + R_{э})(T_{а}'p + 1)}.$$

Отсюда можно определить коэффициент передачи (передаточную функцию) первого РТ из условия:

$$\frac{R_{э}T_{э}}{k_{пр1}k_{п}k_{от} + R_{э}} = T_{а}',$$

тогда

$$W_{пр1}(p) = k_{пр1} = \frac{R_{э}(T_{э} - T_{а}')}{T_{а}'k_{п}k_{от}}$$

На основании вышеизложенного, передаточная функция первого замкнутого контура регулирования якорного тока может быть представлена в виде:

$$W_{зт1}(p) = \frac{I_{а}(p)}{u_{зт1}(p)} = \frac{K}{K + 1} \frac{1/k_{от}}{(T_{а}'p + 1)} \approx \frac{1/k_{от}}{T_{а}'p + 1} \approx \frac{1/k_{от}}{T_{μ}p + 1}$$

где $K = k_{пр1}k_{п}k_{от} / R_{э}$.

В этом случае замкнутый внутренний контур регулирования якорного тока представляет собой эквивалентный фильтр прямого канала регулирования с некомпенсируемой постоянной времени $T_{μ} = T_{а}'$, которая применяется при дальнейшей реализации СУЭП.

Передаточная функция второго контура регулирования соответствует передаточной функции оптимальной системы второго порядка (3,4) и в соответствии с (1) передаточная функция второго РТ2 записывается в виде:

$$W_{пр2}(p) = \frac{1}{2T_{μ}^2p} = \frac{1}{2T_{а}'p}$$

т. е. второй регулятор тока – интегральный.

В режиме прерывистых токов, когда ток прерывается, внутренний токовый контур размыкается, т. к. сигнал обратной связи по току равен нулю, и коэффициент интегрального РТ2 увеличивается в $K_{РТ1}$ раз, компенсируя изменение параметров объекта регулирования в прерывистом режиме.

Имеются и другие варианты СУЭП с двойными регуляторами, например, с внутренним контуром регулирования напряжения [2,6,11,15].

• Анализ влияния внутренней обратной связи по ЭДС двигателя. Компенсация влияния ЭДС

При построении контура регулирования тока внутренняя обратная связь по ЭДС двигателя не учитывалась, однако в некоторых случаях она оказывает существенное влияние на работу СУЭП электропривода. На рис. 8 приведена структурная схема контура регулирования тока с учетом внутренней обратной связи по ЭДС двигателя. В этом случае контур регулирования якорного тока становится статическим с коэффициентом передачи в статическом режиме, равном:

$$\frac{u_{от}}{u_{зт}} = \frac{T_M}{T_M + 2T_\mu}$$

Относительная статическая ошибка по току при скачке задания составляет:

$$\Delta i = \frac{i_{зад} - i_{уст}}{i_{зад}} = 1 - \frac{T_M}{T_M + 2T_\mu} = \frac{2T_\mu}{T_M + 2T_\mu}$$

$$\Delta i_{\%} = \frac{2T_\mu}{2T_\mu + T_M} 100\%$$

Влияние обратной связи по ЭДС двигателя приводит к тому, что:

- уменьшается коэффициент передачи замкнутого контура тока, что снижает быстродействие СУЭП и приводит к недоиспользованию двигателя по току;
- в режиме токоограничения (регулятор скорости находится в насыщении) происходит увеличение тока выше уровня токоограничения при приложении чрезмерной нагрузки в стопорных режимах;
- увеличивается колебательность токового контура;
- увеличивается время восстановления скорости при набросе нагрузки;
- увеличивается ударное падение скорости.

В курсовом проекте, если относительная ошибка регулирования тока превышает заданную, следует применить дополнительную положительную обратную связь по величине ЭДС электродвигателя, которая компенсирует отрицательное действие внутренней обратной связи по ЭДС двигателя.

На рис. 8 показан наиболее рациональный вариант компенсирующей обратной связи по ЭДС, которая воздействует непосредственно на ТП (на дополнительный вход суммирующего усилителя адаптивного РТ или на дополнительный вход П-РТ1 двойного регулятора тока).

В СУЭП однозонного регулирования скорости в качестве компенсирующего сигнала вместо сигнала по ЭДС двигателя можно использовать сигнал обратной связи по скорости $U_{ос}$, тогда передаточная функция компенсирующего звена будет определяться выражением:

$$W_k(p) = \frac{k\Phi_n}{k_{ос}k_n}.$$

Иногда в качестве компенсирующей обратной связи используют обратную связь по напряжению двигателя [12].

В некоторых случаях компенсирующую обратную связь подают через реальное дифференцирующее звено на дополнительный вход РТ (показано на рис.8 штриховыми линиями). В этом случае передаточная функция компенсирующего звена примет вид:

$$W_k(p) = \frac{T_d p}{T_o p + 1}$$

$$T_d = \frac{T_{ит}}{k_{оэ} k_{п}} \quad \text{где } - \text{ постоянная дифференцирования.}$$

На практике необходимость применения компенсирующей обратной связи по ЭДС уточняется окончательно при наладке электропривода.

В курсовом проекте *желательно* при моделировании провести сравнение динамических свойств электропривода без компенсации влияния ЭДС двигателя и при наличии компенсирующей обратной связи.

- *Оценка величины производной якорного тока.
Задатчик интенсивности тока.*

Одним из факторов, ограничивающих быстродействие СУЭП электропривода, является предельно допустимая скорость нарастания якорного тока. Это ограничение обусловлено ухудшением коммутации машины при повышении производной тока, а также особенностями механической части оборудования из-за возможной необходимости ограничения скорости нарастания момента (тока), т. е. ограничения рывка.

Максимальное значение производной тока оценивается при скачке задания якорного тока, равном уровню токоограничения в СУЭП, в относительных единицах (т. е. в номинальных токах в секунду - I_n/c) по соотношению:

$$\left(\frac{di_a}{dt} \right)_{\max}^* = 0.322 \frac{I_{\text{зад}}^*}{T_{\mu}}, I_n / c$$

где $I_{\text{зад}}^*$ - заданный ток по отношению к номинальному току.

Если значение производной тока превышает допустимое, заданное в курсовом проекте, необходимо применять задатчик интенсивности тока (ЗИТ), включаемый на входе РТ. На рис. 9 показана структурная схема

здатчика интенсивности тока, постоянная времени интегратора которого определяется выражением:

$$T_{\text{зит}} \geq \frac{1,0432U_0}{k_{\text{от}} I_n (di_a / dt)_{\text{доп}}^*},$$

где U_0 - напряжение ограничения выхода нелинейного (релейного) элемента ($U_0 \leq \pm 10V$).

Имеются варианты ограничения производной якорного тока включением простого фильтра перед РТ [7] со стороны задания, выбором соответствующего быстродействия и параметров внешнего контура, а также выбором соответствующего значения некомпенсированной постоянной времени, когда к электроприводу не предъявляется высоких требований.

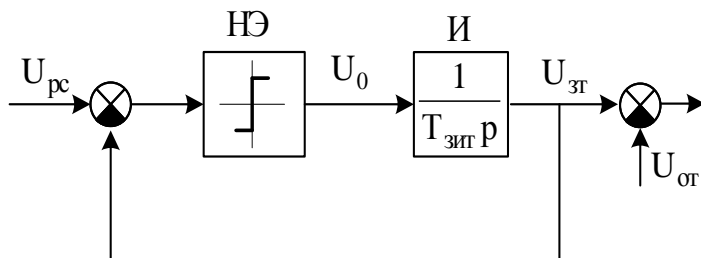


Рис.9 Задатчик интенсивности тока

3.2.2. Построение контура регулирования скорости

Передаточная функция регулятора второго контура регулирования (контура регулирования скорости), настроенного на модульный оптимум в соответствии со структурой объекта регулирования определяется выражением:

$$(5) \quad W_{\text{pc}}(p) = \frac{T_M k \Phi_n k_{\text{от}}}{4T_\mu R_\gamma k_{\text{ос}}} = k_{\text{pc}},$$

т. е. регулятор скорости (РС) получился пропорциональным (П – РС). Система с П – РС и ПИ – РТ получила название однократноинтегрирующей и является астатической по заданию и статической по нагрузке.

Передаточные функции замкнутого контура регулирования скорости являются оптимальными передаточными функциями третьего порядка и определяются соотношениями:

$$W_{зс}(p) = \frac{u_{ос}(p)}{u_{зс}(p)} = \frac{\omega(p)}{\omega_{зад}(p)} = \frac{1}{8T_{\mu}^3 p^3 + 8T_{\mu}^2 p^2 + 4T_{\mu} p + 1} = \frac{1}{Q_3(p)},$$

$$W_{зс}(p) = \frac{\omega(p)}{u_{зс}(z)} = \frac{1/k_{ос}}{Q_3(p)}.$$

где $Q_3(p)$ - оптимальный полином третьего порядка.

Передаточная функция разомкнутого контура регулирования скорости и частота среза контура скорости равны:

$$W_{разс}(p) = \frac{1}{4T_{\mu} p (2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu} p + 1)},$$

$$\omega_{сз} = \frac{1}{4T_{\mu}}$$

Для систем подчиненного регулирования с последовательной коррекцией, имеющих передаточные функции фильтров Баттерворса, при построении СУЭП и их теоретическом анализе внутренние контуры регулирования можно рассматривать в упрощенном виде [17]. При этом передаточные функции внутренних контуров регулирования аппроксимируются аperiodическим звеном соответствующего быстродействия в соответствии с выражением:

$$W_{i-1}(p) = \frac{1/k_{oi}}{2^{i-1} T_{\mu} p + 1},$$

где $(i-1)$ – номер рассматриваемого внутреннего контура регулирования (где $i \geq 2$). Тогда внешний контур представляется оптимальным звеном второго порядка соответствующего быстродействия.

В частности, при рассмотрении контура регулирования скорости ($i = 2$), передаточная функция замкнутого контура регулирования тока упрощается:

$$W_{зтк}(p) \cong \frac{1/k_{от}}{2T_{\mu}p + 1} = \frac{1/k_{от}}{T_{\muт}p + 1},$$

где $T_{\muт} = 2T_{\mu}$ – эквивалентная (некомпенсируемая) постоянная времени контура тока,

а передаточная функция замкнутого контура скорости принимает вид:

$$W_{зс}(p) \cong \frac{1/k_{ос}}{8T_{\mu}^2 p^2 + 4T_{\mu}p + 1} = \frac{1/k_{ос}}{2T_{\muт}^2 p^2 + 2T_{\muт}p + 1}.$$

- Пропорциональный регулятор ЭДС (скорости)

В СУЭП скорости с отрицательной обратной связью по ЭДС двигателя при определении передаточной функции регулятора ЭДС (РЭ) необходимо учитывать фильтр датчика ЭДС в цепи обратной связи, а на входе РЭ со стороны задания необходимо включить такой же фильтр, как и в цепи датчика ЭДС.

На рис. 10 представлена структурная схема СУЭП регулирования скорости с обратной связью по ЭДС и эквивалентные структурные преобразования с учетом фильтра датчика ЭДС (суммирование малых постоянных времени) в эквивалентном фильтре (т. е. замкнутом контуре тока) прямого канала регулирования.

Тогда на основании данной структурной схемы передаточная функция регулятора ЭДС при настройке на модульный оптимум определяется выражением:

$$W_{рэ}(p) = \frac{T_{м}k_{от}}{2(2T_{\mu} + T_{\phi})R_{э}k_{оэ}} = k_{рэ}.$$

Таким образом, РЭ получился пропорциональным (П – РЭ). На величину коэффициента передачи РЭ существенное влияние оказывает величина постоянной времени фильтра T_{ϕ} датчика ЭДС. Поэтому при расчете РЭ необходимо определиться со структурой датчика ЭДС от чего будет зависеть постоянная времени его фильтра, например, при реализации инерционного датчика постоянная времени фильтра будет равна постоянной времени якоря двигателя ($T_{\phi} = T_a$), а при реализации быстродействующего датчика постоянная времени фильтра будет определяться фильтром выходного ОУ в пределах от 2 до 5 мс (приложение Ж).

Теоретический анализ СУЭП с обратной связью по ЭДС проводят по структурной схеме, приведенной на рис. 10.6, поэтому передаточная функция замкнутого контура регулирования ЭДС соответствует оптимальной передаточной функции второго порядка:

$$W_{зз}(p) = \frac{e(p)}{u_{зз}(p)} = \frac{1/k_{оэ}}{2(2T_{\mu} + T_{\phi})^2 p^2 + 2(2T_{\mu} + T_{\phi})p + 1} =$$

$$= \frac{1/k_{оэ}}{2T_{\mu\Gamma}^2 p^2 + 2T_{\mu\Gamma} p + 1},$$

Передаточная функция разомкнутого контура регулирования и частота среза контура ЭДС примут вид:

$$W_{разз}(p) = \frac{u_{оэ}(p)}{u_{зз}(p)} = \frac{1}{2T_{\mu\Gamma} p (T_{\mu\Gamma} p + 1)},$$

$$\omega_{сэ} = \frac{1}{2T_{\mu\Gamma}} = \frac{1}{2(2T_{\mu} + T_{\phi})}.$$

где $T_{\mu\Gamma} = 2T_{\mu} + T_{\phi}$ - эквивалентная постоянная времени замкнутого контура регулирования тока.

- *Пропорционально – интегральный регулятор скорости (ПИ-РС)*

При приложении статического момента в СУЭП с П-РС появляется статическая просадка скорости, определяемая соотношением:

$$\Delta\varphi_c = \frac{\Delta\omega_c k_{oc}}{k_{рпм} k_{оп}}$$

где $k_{рпм}$ - коэффициент передачи регулятора положения при малых перемещениях.

Если статическая ошибка регулирования превышает заданную в курсовом проекте, необходимо применять астатическую СУЭП скорости с ПИ регулятором скорости. По рекомендации ведущего преподавателя возможно применение РС с регулируемым статизмом.

Астатические СУЭП скорости (двукратно интегрирующие) обычно строятся по симметричному оптимуму [5,7,16,17,20] с ПИ регулятором скорости, передаточная функция которого имеет вид:

$$W_{рс}(p) = \frac{8T_\mu p + 1}{32T_\mu^2 \frac{R_\gamma k_{oc}}{k\Phi_n T_M k_{от}} p} = \frac{8T_\mu p + 1}{T_{ис} p},$$

где $T_{ис}$ - постоянная времени интегрирования регулятора скорости.

Возможно использование варианта ПИ регулятора скорости, обеспечивающего «минимальный показатель колебательности» СУЭП [17], с передаточной функцией:

$$W_{рс}(p) = \frac{8T_\mu p + 1}{25,6T_\mu^2 \frac{R_\gamma k_{oc}}{k\Phi_n T_M k_{от}} p}.$$

Для снижения перерегулирования в токе при управлении со стороны задания на входе ПИ – РС необходимо включать фильтр с передаточной функцией:

$$W_{дф}(p) = \frac{1}{8T_\mu p + 1}$$

В этом случае при настройке на симметричный оптимум передаточная функция замкнутого контура регулирования скорости соответствует оптимальной передаточной функции четвертого порядка:

$$W_{зс}(p) = \frac{\omega(p)}{u_{зс}(p)} = \frac{1/k_{oc}}{64T_{\mu}^4 p^4 + 64T_{\mu}^3 p^3 + 32T_{\mu}^2 p^2 + 8T_{\mu} p + 1} = \frac{1/k_{oc}}{Q_4(p)}.$$

- *Пропорционально – интегральный регулятор ЭДС (скорости)*

В СУЭП скорости с отрицательной обратной связью по ЭДС, ПИ регулятор ЭДС должен строиться с учетом фильтрации датчика ЭДС по методике, аналогичной построению пропорционального РЭ. На рис. 11 показана исходная (а) и эквивалентная преобразованная (в) структурные схемы с учетом фильтра датчика ЭДС в замкнутом контуре регулирования тока.

Для симметричного оптимума на основании преобразованной структурной схемы можно записать передаточную функцию разомкнутой системы следующим образом:

$$W_{раз}(p) = \frac{u_{оэ}(p)}{u_{зэ}(p)} = \frac{4T'_{\mu\tau} p + 1}{8T_{\mu\tau}'^2 p^2 (T'_{\mu\tau} p + 1)},$$

где $T'_{\mu\tau} = 2T_{\mu} + T_{\phi}$ - эквивалентная постоянная времени замкнутого контура регулирования тока.

Передаточные функции разомкнутой СУЭП и элементов структурной схемы позволяют записать равенство:

$$W_{раз}(p) = W_{рэ}(p) \frac{1/k_{от}}{T'_{\mu\tau} p + 1} \frac{R_3 k_{оэ}}{T_{\mu} p},$$

из которого легко можно получить передаточную функцию ПИ регулятора ЭДС:

$$W_{рэ}(p) = \frac{4T'_{\mu\tau} p + 1}{4T'_{\mu\tau} p} \frac{T_{\mu} k_{от}}{2T'_{\mu\tau} R_3 k_{оэ}} = \frac{4T'_{\mu\tau} p + 1}{4T'_{\mu\tau} p} k_{рэ} = \frac{4T'_{\mu\tau} p + 1}{T_{рэ} p}$$

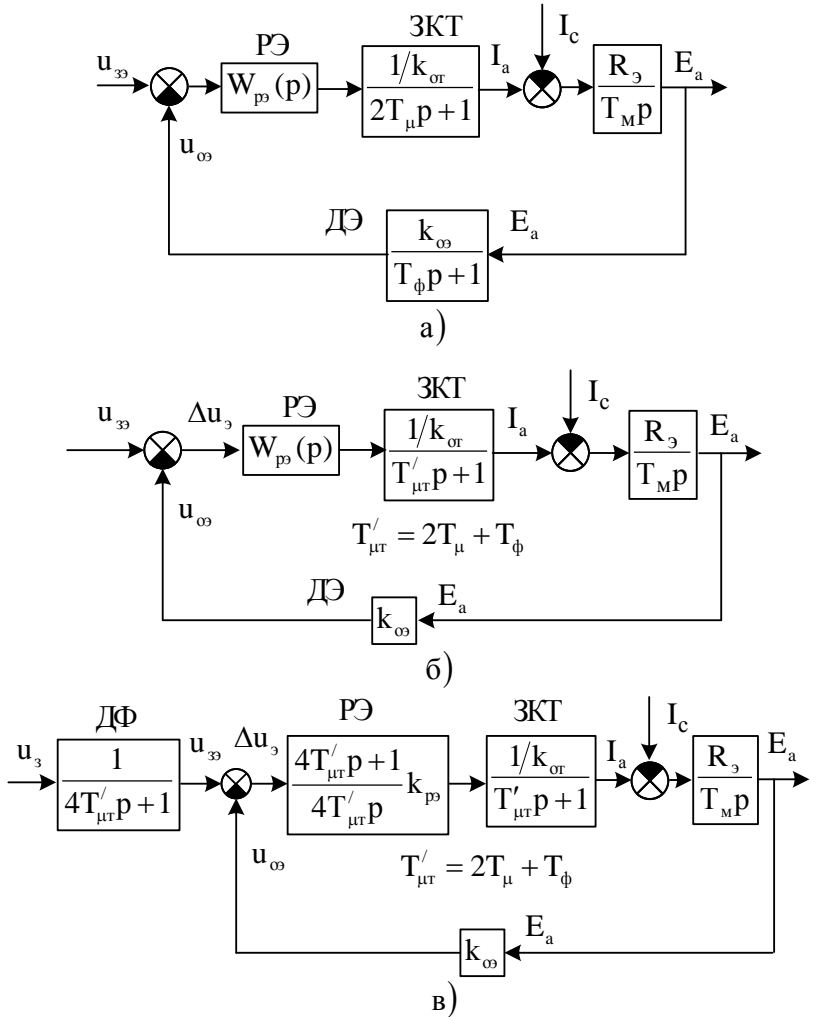


Рис.11 Структурная схема СУЭП ЭДС с ПИ - РС

Для снижения перерегулирования тока в СУЭП на входе ПИ регулятора ЭДС со стороны задания включается дополнительный фильтр с передаточной функцией:

$$W_{дф}(p) = \frac{1}{4T'_{\mu\tau}p + 1}$$

- Регулятор скорости в двухзонной СУЭП

В двухзонной СУЭП передаточная функция объекта регулирования, подлежащая компенсации настройкой регулятора скорости (рис. 4) имеет вид:

$$W_{\text{орс}}(p) = \frac{k\Phi}{J_{\Sigma}p}$$

Поэтому, передаточная функция регулятора скорости получается пропорциональной, зависящей от величины магнитного потока:

$$W_{\text{рс}}(p) = \frac{J_{\Sigma}}{4T_{\mu}k\Phi} = k_{\text{рс}} \frac{1}{k\Phi}$$

После несложных преобразований можно получить следующую зависимость коэффициента передачи РС от магнитного потока двигателя:

$$k_{\text{рс}} = \frac{J_{\Sigma}}{4T_{\mu}} \frac{R_{\text{э}}}{(k\Phi_{\text{н}})^2} \frac{k\Phi_{\text{н}}}{R_{\text{э}}} \frac{k\Phi_{\text{н}}}{k\Phi} = \frac{T_{\text{м}}k\Phi_{\text{н}}}{4T_{\mu}R_{\text{э}}} \frac{\Phi_{\text{н}}}{\Phi} = k_{\text{рсн}} \frac{1}{\Phi^*} \quad (6)$$

где $k_{\text{рсн}}$ – коэффициент передачи РС при номинальном магнитном потоке (5).

Из (6) видно, что во второй зоне регулирования при ослаблении магнитного потока изменяются параметры объекта регулирования, поэтому для обеспечения неизменной настройки контура регулирования скорости на модульный (или симметричный) оптимум, необходимо изменять коэффициент передачи РС обратно пропорционально изменению относительного магнитного потока Φ^* . При уменьшении магнитного потока коэффициент передачи РС должен увеличиваться, что приводит к увеличению напряжения задания тока $u_{\text{зт}}$ и увеличению якорного тока для поддержания постоянного момента двигателя, т.е. постоянного ускорения.

На рис. 12 представлены структурные схемы реализации РС в двухзонной СУЭП, обеспечивающие постоянство настройки контура регулирования скорости во второй зоне регулирования.

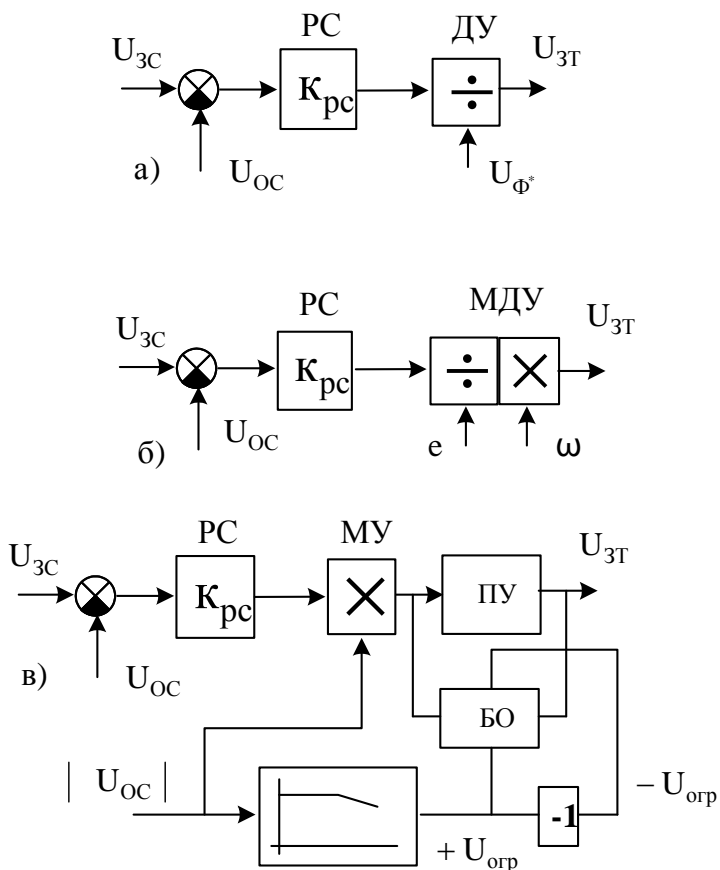


Рис.12. Реализация регулятора скорости в двухзонной СУЭП

Для этого может применяться делительное устройство (ДУ), на входы которого подаются напряжение с выхода РС и напряжение, пропорциональное величине магнитного потока. При реализации такой структурной схемы необходимо иметь датчик магнитного потока (рис. 12,а).

Если реализация такого датчика затруднена, то можно применить множителю – делительное устройство (МДУ), на вход умножения которого подается сигнал, пропорциональный скорости вращения двигателя

ля, а на вход деления – сигнал, пропорциональный ЭДС двигателя (рис. 12,б).

При допущении, что во второй зоне ЭДС двигателя остается постоянной, можно упростить реализацию РС, оставив только множительное устройство, на входы которого подаются сигнал с выхода РС и сигнал модуля скорости вращения.

В системе двухзонного регулирования необходимо предусмотреть изменение величины токоограничения во второй зоне в соответствии с эксплуатационной характеристикой двигателя [9,12,13,17]. Для этой цели применяют устройство, которое в зависимости от скорости вращения двигателя при переходе во вторую зону снижает величину уставки напряжения ограничения блока ограничения (БО) промежуточного операционного усилителя (ПУ), тем самым ограничивая величину напряжения задания якорного тока в зависимости от скорости вращения электропривода (рис. 12,в).

Регулятор скорости в данной системе регулирования может иметь как П так и ПИ структуру.

- *Задатчик интенсивности скорости*

Во всех электроприводах, рассматриваемых в курсовом проекте, включая позиционные, задание на скорость формируется задатчиком интенсивности скорости (ЗИ), который формирует заданное ускорение и замедление электропривода (в большинстве случаев одинаковые по модулю). Структурная схема ЗИ скорости аналогична структурной схеме ЗИТ (рис.9). При заданном ускорении электропривода и выбранном уровне ограничения релейного элемента U_0 постоянная времени интегратора ЗИ определяется соотношением:

$$T_{зи} = \frac{U_0}{\epsilon k_{oc}}$$

В случае СУЭП с отрицательной обратной связью по ЭДС двигателя постоянная времени интегратора ЗИ определяется следующим соотношением:

$$T_{зи} = \frac{U_0}{\epsilon k_{\Phi} k_{o3}}$$

3.2.3. Построение системы регулирования ЭДС

Система регулирования ЭДС двигателя в двухзонной СУЭП скорости электропривода является взаимосвязанной через ЭДС электродвигателя с системой регулирования скорости изменением подводимого к якорю электродвигателя напряжения (П или ПИ – РС, ПИ – РТ п. 3.2.2).

На основании структурной схемы объекта регулирования (рис. 4), система регулирования ЭДС строится по принципу систем подчиненного регулирования и состоит из внутреннего контура регулирования тока возбуждения (магнитного потока) электродвигателя и внешнего контура регулирования ЭДС. В первой зоне регулирования (скорость электропривода меньше номинальной) СУЭП регулирования ЭДС стабилизирует ток возбуждения (магнитный поток) электродвигателя на уровне номинального (регулятор ЭДС находится в ограничении). Во второй зоне регулирования (скорость выше номинальной) регулятор ЭДС выходит из ограничения и начинает стабилизировать ЭДС электродвигателя на номинальном уровне снижением тока возбуждения (магнитного потока) при увеличении скорости вращения электропривода.

- *Построение контура регулирования тока возбуждения (магнитного потока)*

Если подойти к реализации контура регулирования тока возбуждения так же, как это рассматривалось при реализации контура регулирования якорного тока, то в этом случае передаточная функция регулятора тока возбуждения будет определяться в соответствии со структурной схемой на рис. 4 и 13,а соотношением:

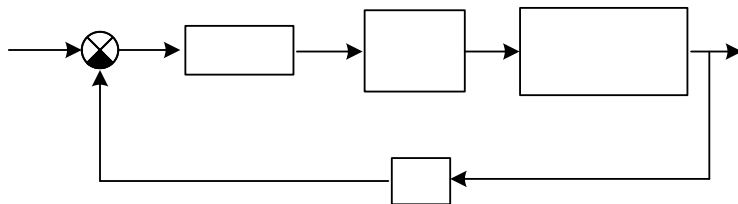
$$W_{\text{ртв}}(p) = \frac{T_{\text{в}\Sigma} p + 1}{2T_{\text{мв}} \frac{k_{\text{в}} k_{\text{отв}}}{R_{\text{в}}} p} \frac{1}{T_{\text{к}} p + 1}$$

Как видно из данной передаточной функции реализация такого регулятора затруднена.

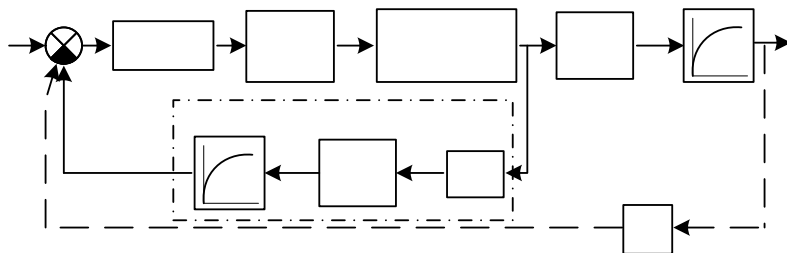
Поэтому на практике поступают следующим образом: в цепь обратной связи по току возбуждения включают фильтр с постоянной времени контура вихревых токов $T_{\text{к}}$ и нелинейный элемент ФП, моделирующий кривую намагничивания двигателя (рис. 13,б). В этом случае сигнал обратной связи с выхода ФП пропорционален величине магнитного потока двигателя, что позволяет перейти к регулированию магнитного потока (обратная связь показана пунктирной линией на рис. 13,б) и тогда регулятор тока возбуждения становится регулятором магнитного потока.

Поскольку магнитный поток при регулировании изменяется от номинального значения до минимального, то для упрощения реализации регулятора потока можно линеаризовать кривую намагничивания двигателя, введя коэффициент линеаризации K , равный:

$$K = \frac{f}{i - i_0}$$



а)



б)

Рис. 13 Исходная (а) и преобразованная (б) структурные схемы контура регулирования тока (потока)

В этом случае передаточная функция регулятора тока возбуждения (потока) примет вид:

$$W_{\text{пр}} = \frac{T_{\text{в}\Sigma} p + 1}{2T_{\mu} \frac{k_{\text{в}} k_f k_{\text{оф}}}{R_{\text{в}}}} p$$

Т. е. регулятор получился пропорционально – интегральным, реализация которого не вызывает затруднения.

Если принять коэффициенты пропорциональности и обратной связи равными:

$$k_{\text{оф}} = \frac{U_{\text{оф max}}}{k\Phi_{\text{н}}} ; \quad k_f = \frac{k\Phi_{\text{н}}}{I_{\text{вн}}},$$

то в этом случае их произведение дает значение коэффициента обратной связи по току возбуждения:

$$k_{\text{оф}} k_f = \frac{U_{\text{оф max}} k\Phi_{\text{н}}}{k\Phi_{\text{н}} I_{\text{вн}}} = \frac{U_{\text{оф max}}}{I_{\text{вн}}} = k_{\text{отв}}$$

При реализации контура регулирования тока возбуждения (потока) необходимо предусмотреть меры по ограничению снижения тока возбуждения меньше минимального значения.

• Построение контура регулирования ЭДС

В контур регулирования ЭДС входят регулятор ЭДС, замкнутый контур регулирования тока возбуждения (потока), звено, подлежащее компенсации, и обратная связь по ЭДС, реализуемая датчиком ЭДС (рис. 14). Как видно из рис. 14 в соответствии с настройкой контура на модульный оптимум передаточная функция регулятора ЭДС имеет вид:

$$W_{\text{рз}}(p) = \frac{k_{\text{оф}}}{4T_{\mu\text{в}} p} \frac{\omega_{\text{н}}}{k_{\text{оз}} \omega_{\text{н}}} = \frac{1}{T_{\text{из}} p} \frac{1}{\omega^*}$$

где $T_{\text{из}} = 4T_{\mu\text{в}} k_{\text{оз}} \omega_{\text{н}} / k_{\text{оф}}$ - постоянная интегрирования регулятора ЭДС.

Так как параметры объекта регулирования зависят от частоты вращения электропривода, то настройка регулятора ЭДС должна изме-

няться во второй зоне (при ослаблении магнитного потока) обратно пропорционально относительной частоте вращения электропривода.

Если датчик ЭДС будет представлен инерционным звеном с передаточной функцией:

$$W_{дэ}(p) = \frac{k_{оэ}}{T_{дэ}p + 1},$$

то в этом случае, аналогично СУЭП регулирования скорости с внешним регулятором ЭДС и внутренним регулятором якорного тока, передаточная функция регулятора ЭДС с учетом $T_{дэ}$, примет вид:

$$W_{рэ}(p) = \frac{k_{оф}}{2(2T_{\muВ} + T_{дэ})pk_{оэ}\omega\omega_H} = \frac{1}{T_{иэ}p} \frac{1}{\omega^*}.$$

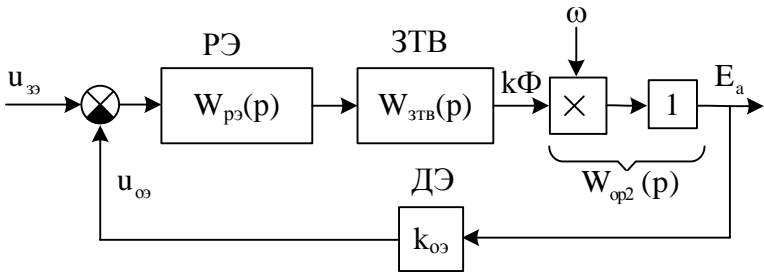


Рис. 14. Структурная схема контура регулирования ЭДС

Таким образом, регулятор ЭДС получился интегральным, тогда при подаче на вход интегратора напряжения задания номинальной ЭДС двигателя с потенциометра R_1 (рис. 15), при неподвижном электроприводе (сигнал отрицательной обратной связи по ЭДС равен нулю) выход интегратора будет линейно увеличиваться.

Поэтому в схеме регулирования необходимо предусмотреть ограничение выхода интегратора на уровне задания номинального тока возбуждения (номинального магнитного потока), для чего в обратной связи регулятора ЭДС включают блок ограничения (рис. 15).

Для обеспечения отрицательной обратной связи по ЭДС двигателя на входе РЭ при изменении направления вращения электропривода, в

цепь обратной связи после датчика ЭДС включают схему выделения модуля сигнала (СВМ1 на рис. 15).

Так как постоянная интегрирования регулятора должна изменяться во второй зоне регулирования, на выходе РЭ устанавливают делительное устройство ДУ (рис.15), на вход которого подается больший из двух сигналов: сигнал задания номинальной скорости электропривода с потенциометра R_2 , и модуль сигнала действительной скорости вращения (обратной связи по скорости) с выхода СВМ2.

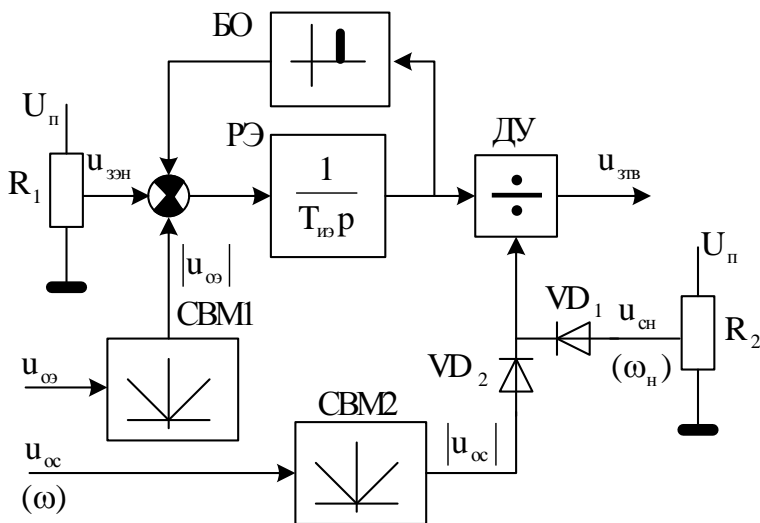


Рис. 15 Функциональная схема регулятора ЭДС

В первой зоне скорость вращения электропривода меньше номинальной, поэтому диод VD_2 закрыт и на вход ДУ поступает постоянный по величине сигнал, пропорциональный номинальной скорости. Во второй зоне скорость вращения электропривода становится больше номинальной, поэтому диод VD_1 закрывается большим по величине сигналом обратной связи по скорости, и на вход ДУ поступает сигнал, пропорциональный текущему значению скорости вращения электропривода, что сохраняет неизменной настройку контура регулирования ЭДС во второй зоне регулирования.

3.2.4. Построение контура регулирования положения

Система регулирования положения (перемещения) является трех контурной с контурами регулирования якорного тока, скорости и положения.

Контур регулирования якорного тока настраивается на модульный оптимум, как было рассмотрено в п. 3.2.1

Контур регулирования скорости, в зависимости от допустимой ошибки регулирования положения, может быть настроен либо на модульный оптимум, если ошибка регулирования положения меньше заданной, либо на симметричный оптимум, если ошибка регулирования положения больше заданной (п. 3.2.2).

Настройка контура регулирования положения должна обеспечить выполнение следующих требований, предъявляемых к позиционным СУЭП:

- обеспечение максимального быстродействия;
- обеспечение необходимой точности регулирования;
- отсутствие перерегулирования при отработке заданного перемещения.

При отработке заданного перемещения возможны три режима работы системы:

- отработка малых перемещений, когда система является линейной, т. е. ни одна регулируемая координата не достигает установившегося значения, в этом режиме задатчик интенсивности на входе РС работает в режиме слежения;
- отработка средних перемещений, когда установившегося значения достигает якорный ток, т.е. система работает с заданным ускорением, формируемым задатчиком интенсивности, при этом электропривод работает по треугольной тахограмме;
- отработка больших перемещений, когда установившегося значения достигают ток и скорость вращения электропривода (регулятор положения находится в ограничении), электропривод работает по трапецидальной тахограмме.

• *Построение регулятора положения при отработке малых перемещений*

Если передаточную функцию регулятора положения (РП) выбрать в соответствии с настройкой на модульный оптимум, то в этом случае получается пропорциональный регулятор положения с частотой среза контура положения в два раза меньшей частоты среза контура регулирования скорости:

$$W(p) = \frac{k_{oc}}{8T_{\mu}k_{m}k_{op}} = k_{рп}$$

$$\omega_{сп} = \frac{\omega_{cc}}{2} = \frac{1}{8T_{\mu}}$$

при этом обеспечивается оптимальный переходный процесс системы третьего порядка, имеющий перерегулирование, что является недопустимым для позиционных СУЭП.

Поэтому при расчете РП при малых перемещениях, чтобы устранить перерегулирование по положению, снижают быстродействие контура регулирования положения, и частота среза контура положения выбирается из соотношения:

$$\omega_{сп} = \frac{\omega_{cc}}{3 \div 4} = \frac{1}{(12 \div 16)T_{\mu}}$$

В этом случае коэффициент передачи РП, обеспечивающий работу контура без перерегулирования при отработке малых перемещений, обозначают $k_{рпм}$ и рассчитывают по формулам:

- если регулятор скорости пропорциональный:

$$k_{рпм} = \frac{\omega_{сп} k_{oc}}{k_{op} k_m} = \frac{k_{oc}}{(12 \div 16)T_{\mu} k_{op} k_m}$$

- если регулятор скорости пропорционально - интегральный:

$$k_{рпм} = \frac{k_{oc}}{(24 \div 32)T_{\mu} k_{op} k_m}$$

Отклонение от расчетного значения приводит или к перерегулированию или к режиму «дотягивания», что увеличивает время отработки заданного перемещения. Коррекцию рассчитанного коэффициента регулятора проводят при моделировании СУЭП в режиме малых перемещений, добиваясь работы без перерегулирования за минимально возможное время.

- *Построение регулятора положения при обработке больших перемещений*

При обработке больших перемещений электропривод работает по трапецеидальной тахограмме, т. е. скорость достигает установившегося значения. В этом случае РП заходит в ограничение, поэтому его выход должен быть ограничен на уровне максимального задания скорости ($U_{\text{вых рп}} = U_{\text{зс max}} = k_{\text{ос}} \omega_{\text{н}}$). При обработке больших перемещений РП должен обеспечить оптимальное торможение со скорости $\omega_{\text{н}}$ за минимальное время с постоянным ускорением (замедлением) $\varepsilon_{\text{доп}}$. Поэтому коэффициент передачи РП при обработке больших перемещений обозначается $k_{\text{рпб}}$ и рассчитывается по формуле:

$$k_{\text{рпб}} = \frac{2k_{\text{ос}}}{k_{\text{оп}}k_{\text{м}}} \frac{\varepsilon_{\text{доп}}}{\omega_{\text{н}}}$$

При снижении коэффициента передачи РП от расчетного возникает режим «дотягивания», т.е. оставшийся отрезок пути система обрабатывает с ускорением (замедлением), меньше заданного. При увеличении коэффициента передачи – возникает перерегулирование при обработке заданного перемещения.

- *Построение регулятора положения при обработке средних перемещений. Нелинейный регулятор положения*

При обработке средних перемещений электропривод работает по треугольной тахограмме. При этом стремятся обеспечить одинаковое ускорение и замедление электропривода. Выбор момента начала торможения и обеспечение заданного темпа торможения есть два взаимосвязанных условия. Их выполнение обеспечивает решение основной задачи позиционирования – остановку механизма в заданной позиции.

При торможении со скорости $\omega \leq \omega_{\text{н}}$, как известно из физики и теоретической механики, мгновенные значения скорости и текущего позиционного рассогласования $\Delta u_{\text{п}}$ при выполнении условия $\varepsilon = \text{const}$, связаны следующей нелинейной функциональной зависимостью:

$$\omega = \sqrt{\frac{2\varepsilon \Delta u_{\text{п}}}{k_{\text{м}}k_{\text{оп}}}}$$

где $\Delta u_{\text{п}} = \Delta S k_{\text{оп}}$ – ошибка (рассогласование) перемещения.

Практически это означает, что, обеспечивая средствами системы регулирования данную функциональную связь скорости движения с позиционным рассогласованием, можно реализовать требуемый равнозамедленный процесс, приводящий механизм в заданную позицию. При этом коэффициент передачи регулятора положения будет определяться зависимостью:

$$k_{\text{рпс}} = k_{\text{ос}} \sqrt{\frac{2\varepsilon}{k_{\text{м}} k_{\text{оп}} \Delta u_{\text{п}}}}$$

Как видно из приведенной выше формулы, коэффициент передачи РП при обработке средних перемещений должен изменяться в соответствии с изменением позиционного рассогласования.

Из этой зависимости видно, что при $\Delta u_{\text{п}}$ стремящемся к нулю (отработка заданного перемещения), коэффициент передачи регулятора положения стремится к бесконечности. Однако, при обработке малых перемещений величина коэффициента передачи РП должна быть ограничена величиной $k_{\text{рпм}}$ для обеспечения оптимального переходного процесса. При обработке больших перемещений РП должен обладать коэффициентом передачи $k_{\text{рпм}}$. Поэтому для оптимальной работы СУЭП при обработке всех перемещений необходим нелинейный регулятор положения, у которого в зависимости от величины позиционного рассогласования соответственно изменяется коэффициент передачи.

Характеристика регулятора положения (зависимость $U_{\text{выхРП}} = f(\Delta u_{\text{п}})$) строится в следующей последовательности. По зависимости

$$U_{\text{выхРП}} = k_{\text{рп}} \Delta u_{\text{п}} = k_{\text{ос}} \sqrt{\frac{2\varepsilon \Delta u_{\text{п}}}{k_{\text{оп}} k_{\text{м}}}}$$

выполняется построение параболической характеристики регулятора положения (рис.16).

Затем строится линейная зависимость $U_{\text{выхРП}} = k_{\text{рпм}} \Delta u_{\text{п}}$ и определяется точка сопряжения параболы и линейной характеристики, соответствующая разделению отработки малых и средних перемещений. Разделение режимов работы будет происходить при позиционном рассогласовании, равном:

$$\Delta u_{\text{по}} = \left(\frac{k_{\text{ос}}}{k_{\text{рпм}}} \right)^2 \frac{2\varepsilon}{k_{\text{м}} k_{\text{оп}}}$$

При отработке больших перемещений выход регулятора положения должен быть ограничен величиной задания максимальной скорости вращения $U_{\text{выхРП}} = U_{\text{зс max}} = k_{\text{ос}} \omega_{\text{н}}$. Таким образом, характеристика регулятора положения имеет три участка: линейный при отработке малых перемещений ($0 \leq \Delta u_{\text{п}} \leq \Delta u_{\text{по}}$), параболический до участка ограничения при отработке средних перемещений, и участок ограничения выходного напряжения регулятора при отработке больших перемещений с максимальной скоростью ($\Delta u_{\text{п}} > 3,35\text{В}$, рис. 16).

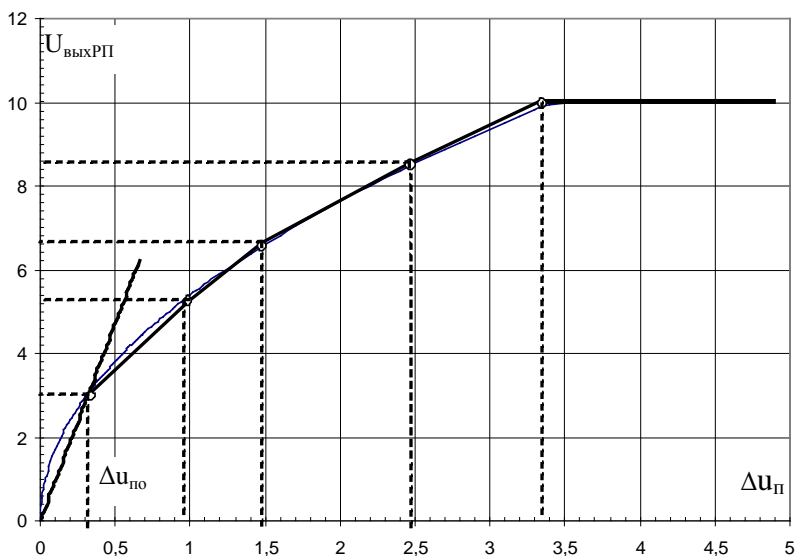


Рис. 16. Характеристика нелинейного регулятора положения

Для реализации нелинейного РП выполняют кусочно – линейную аппроксимацию характеристики РП (на рис.16 шесть участков характеристики) и реализуют РП на базе функционального преобразователя.

3.2.5. Реализация СУЭП

Реализация СУЭП заключается в разработке принципиальной схемы системы управления электроприводом на основе структурной схемы спроектированной СУЭП, расчете величин сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов, выборе резисторов, конденсаторов, операционных усилителей, диодов и др. элементов СУЭП. Выбор величин уставок

напряжений в блоках ограничения и других элементах СУЭП, обеспечивающих нормальное функционирование спроектированной СУЭП во всех режимах работы. Регуляторы, датчики и другие функциональные блоки СУЭП следует реализовать на базе операционных усилителей (ОУ), например серий 140, 551, 1401 и др. с дифференциальным входом, у которых при двухполярном напряжении питания ± 15 В напряжение насыщения доходит до 11,5-13В, поэтому в расчетах максимальное входное/выходное напряжение операционного усилителя следует принимать не более 8 - 10 В.

Реализация необходимых передаточных функций элементов СУЭП осуществляется соответствующим выбором операторных сопротивлений входных цепей и цепи обратной связи ОУ как по инверсному, так и по прямому входу (примеры представлены в приложении Е).

При разработке принципиальной электрической схемы системы управления электроприводом основное внимание необходимо уделить **правильности выбора полярности напряжений** задающих, выходных и обратных связей, для обеспечения необходимой обратной связи (отрицательной или положительной).

Выбор потенциометров, резисторов, конденсаторов необходимо проводить с учетом стандартных величин и рассеиваемой мощности (приложение Г), причем необходимо учесть возможность подстройки основных параметров передаточных функций регуляторов (коэффициенты усиления, постоянные интегрирования и дифференцирования, фильтры, ограничение выходных сигналов) в пределах $\pm 20\%$ от рассчитанных.

В данном разделе **необходимо представить** принципиальную электрическую схему СУЭП с обозначением всех элементов (резисторов, конденсаторов, операционных усилителей, и др. элементов) и полярности сигналов на выходах ОУ, спецификацию выбранных элементов с указанием типов и их основных конструктивных параметров (приложение Г).

3.2.6. Анализ динамических режимов работы спроектированной СУЭП

Для правильного выполнения курсового проекта анализ динамических режимов СУЭП необходимо проводить одновременно с расчетом контуров регулирования спроектированной СУЭП. Например, при расчете контура регулирования якорного тока, необходимо определиться с влиянием зоны прерывистого тока, ЭДС двигателя, скорости нарастания якорного тока. После этого определится структурная схема контура регулирования якорного тока, на основе которой строится модель для анализа динамических режимов на ЭВМ. Выполняется анализ работы контура регулирования якорного тока при скачкообразном задании $U_{зтmax}$ на

входе регулятора тока. Анализируется реакция контура регулирования якорного тока на скачкообразное задание на входе РТ при отсутствии и при наличии внутренней обратной связи по ЭДС двигателя. Определяется ошибка регулирования якорного тока и сравнивается с заданной. На основании чего делается вывод о необходимости компенсации влияния ЭДС двигателя на работу токового контура, выполняется коррекция, добиваются оптимального переходного процесса в контуре регулирования якорного тока. При этом возможна коррекция расчетов регулятора тока. Далее анализируются переходные процессы при наличии задатчика интенсивности тока, для обеспечения заданного темпа изменения якорного тока. Все переходные процессы приводятся в пояснительной записке для подтверждения правильности настройки контура регулирования якорного тока.

После настройки токового контура переходят к анализу и настройке контура регулирования скорости.

В СУЭП регулирования скорости необходимо смоделировать следующие режимы работы:

- Пуск под отсечку с П регулятором скорости, проверить по спаданию якорного тока правильность расчета коэффициента усиления РС, при необходимости скорректировать его величину;
- Пуск на холостом ходу с заданным темпом;
- Пуск под нагрузкой с заданным темпом;
- Наброс номинальной нагрузки на этапе разгона электрпривода;
- Работа по трапецеидальной тахограмме при набросе и сбросе номинальной нагрузки на установившейся скорости.

В позиционной СУЭП дополнительно анализируются переходные процессы при отработке следующих режимов:

- Отработка малых перемещений и коррекция регулятора положения на холостом ходу и под номинальной нагрузкой;
- Отработка средних перемещений на холостом ходу и под номинальной нагрузкой;
- Отработка больших перемещений на холостом ходу и под номинальной нагрузкой.

Построить графики скорости, тока и перемещения во времени.

При моделировании двухзонной СУЭП необходимо дополнительно выполнить по контурную настройку системы регулирования ЭДС двигателя. Выполнить моделирование основных режимов работы:

- Пуск с заданным темпом на холостом ходу до максимальной скорости;
- Пуск с номинальной нагрузкой до максимальной скорости;
- Работа по трапецеидальной тахограмме при набросе и сбросе номинальной нагрузки на установившейся скорости.

Построить графики скорости, тока и магнитного потока во времени.

В заключение необходимо показать соответствие полученных результатов требованиям задания. Необходимо дать количественную оценку качества переходных процессов в основных режимах работы (перерегулирование, колебательность, время переходного процесса, динамическая просадка скорости, быстродействие системы и т.д.), статические показатели спроектированной СУЭП (статическая просадка скорости, реализуемый диапазон регулирования и т.д.)

Закончить выводы следует перечнем механизмов и агрегатов, для которых может применяться спроектированная СУЭП.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Варианты задания курсового проектирования

Таблица А.1

Варианты заданий на тему: «Разработка системы управления скоростью электропривода постоянного тока»

№ варианта	Тип двигателя	P_n , кВт	U_n , В	I_n , об/мин	$J_{мех}/J_{дв}$	Тип ДЭС	$\Delta I / \Delta I_{зад}$	$\Delta \omega$ %	$(di_a/dt)^*_{дон}$
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	Д41	16	220	670	0,2	ТГ	0	1	150
2	Д41	15	440	695	0,3	ДЭ	5	0,8	140
3	Д808	37	220	565	0,4	ТГ	5	0,5	140
4	Д808	37	440	565	0,5	ДЭ	10	0,4	120
5	Д810	55	220	540	0,6	ДЭ	10	0,2	120
6	Д810	55	440	550	0,6	ТГ	5	0	110
7	Д812	75	220	500	0,8	ДЭ	5	0,1	110
8	Д812	70	440	510	1,0	ТГ	0	0,3	90
9	Д814	110	220	490	1,2	ТГ	0	0,6	120
10	Д814	110	440	490	1,4	ДЭ	5	0,9	120
11	Д816	150	220	470	1,2	ТГ	5	1	130
12	Д816	150	440	480	1,0	ДЭ	10	0,8	130
13	Д818	185	220	440	0,8	ДЭ	10	0,5	90

Окончание таблицы А1

№ ва-ри-ан-та	Тип дви-гате-ля	Рн, кВт	Ун, В	пн, об/мин	Jмех /Jдв	Тип ДОС	$\Delta I / \Delta I_{зд}$	$\Delta \omega$ %	(dia/dt)*д оп
14	Д818	185	440	440	0,7	ТГ	5	0,4	140
15	Д22	8	220	1450	0,6	ДЭ	5	0,2	140
16	Д22	7	440	1420	0,6	ТГ	0	0	150
17	Д32	18	220	1140	0,5	ТГ	0	0,1	150
18	Д32	17	440	1150	0,8	ДЭ	5	0,3	110
19	Д806	32	220	980	0,4	ТГ	5	0,6	110
20	Д806	32	440	980	0,6	ДЭ	10	0,9	90
21	Д41	16	220	690	0,8	ДЭ	0	1	150
22	Д41	15	440	710	1,0	ТГ	5	0,8	140
23	Д808	37	220	575	1,2	ДЭ	5	0,5	140
24	Д808	37	440	575	0,6	ТГ	10	0,4	120
25	Д810	55	220	550	0,8	ТГ	10	0,2	120
26	Д810	55	440	560	0,5	ДЭ	5	0	110
27	Д812	75	220	515	0,4	ТГ	5	0,1	110
28	Д812	70	440	520	0,2	ДЭ	0	0,3	90
29	Д814	110	220	500	0,3	ТГ	0	0,6	120
30	Д814	110	440	500	0,4	ДЭ	5	0,9	120
31	Д816	150	220	480	0,5	ТГ	5	1	130
32	Д816	150	440	490	0,6	ДЭ	10	0,8	130
33	Д818	185	220	450	0,6	ДЭ	10	0,5	90
34	Д818	185	440	450	0,8	ТГ	5	0,4	140
35	Д22	8	220	1510	1,0	ДЭ	5	0,2	140
36	Д22	7	440	1460	1,2	ТГ	0	0	150
37	Д32	18	220	1190	1,4	ТГ	0	0,1	150
38	Д32	17	440	1190	1,2	ДЭ	5	0,3	110
39	Д806	32	220	1000	1,0	ТГ	5	0,6	110
40	Д806	32	440	1000	0,2	ДЭ	10	0,9	90

Таблица А.2

Варианты заданий на тему: «Разработка позиционной системы управления электроприводом постоянного тока»

№ варианта	Тип двигателя	P_n , кВт	U_n , В	n_n , об/мин	$J_{мех}/J_{дв}$	Тип СУ-ЭП	$\Delta I / \Delta I_{зад}$	$\Delta\phi$ %	$(di_a/dt)^*_{дон}$
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	Д41	16	220	690	0,2	ПЕР	5	0,2	120
2	Д41	15	440	710	0,3	ПОЛ	5	0,5	130
3	Д808	37	220	575	0,4	ПОЛ	10	0,7	130
4	Д808	37	440	575	0,5	ПЕР	10	1,0	90
5	Д810	55	220	550	0,6	ПЕР	5	0,2	140
6	Д810	55	440	560	0,6	ПОЛ	5	0,4	140
7	Д812	75	220	515	0,8	ПОЛ	0	0,7	150
8	Д812	70	440	520	1,0	ПЕР	0	1	150
9	Д814	110	220	500	1,2	ПОЛ	5	0,2	110
10	Д814	110	440	500	1,4	ПЕР	5	0,4	110
11	Д816	150	220	480	1,2	ПЕР	5	0,6	90
12	Д816	150	440	490	1,0	ПОЛ	10	0,8	130
13	Д818	185	220	450	0,8	ПОЛ	10	1,0	130
14	Д818	185	440	450	0,7	ПЕР	5	0	90
15	Д22	8	220	1510	0,6	ПОЛ	5	0	140
16	Д22	7	440	1460	0,6	ПЕР	5	0,2	120
17	Д32	18	220	1190	0,5	ПОЛ	5	0,5	130
18	Д32	17	440	1190	0,8	ПОЛ	10	0,7	130
19	Д806	32	220	1000	0,4	ПЕР	10	1,0	90
20	Д806	32	440	1000	0,6	ПЕР	5	0,2	140
21	Д41	16	220	670	0,8	ПОЛ	5	0,4	140
22	Д41	15	440	695	1,0	ПОЛ	0	0,7	150
23	Д808	37	220	565	1,2	ПЕР	0	1	150
24	Д808	37	440	565	0,6	ПОЛ	5	0,2	110
25	Д810	55	220	540	0,8	ПЕР	5	0,4	110
26	Д810	55	440	550	0,5	ПЕР	5	0,6	90
27	Д812	75	220	500	0,4	ПОЛ	10	0,8	130
28	Д812	70	440	510	0,2	ПОЛ	10	1,0	130
29	Д814	110	220	490	0,3	ПЕР	5	0	90
30	Д814	110	440	490	0,4	ПОЛ	5	0	140
31	Д816	150	220	470	0,5	ПЕР	0	0,2	150

Окончание таблицы А.2

№ варианта	Тип двигателя	P_n , кВт	U_n , В	n_n , об/мин	$J_{мех}/J_{дв}$	Тип СУЭП	$\Delta I / \Delta I_{зад}$	$\Delta \varphi$ %	$(di_a/dt)^*_{дон}$
32	Д816	150	440	480	0,6	ПОЛ	5	0,5	140
33	Д818	185	220	440	0,6	ПОЛ	5	0,7	140
34	Д818	185	440	440	0,8	ПЕР	10	1,0	120
35	Д22	8	220	1450	1,0	ПОЛ	10	0,2	120
36	Д22	7	440	1420	1,2	ПЕР	5	0,4	110
37	Д32	18	220	1140	1,4	ПЕР	5	0,7	110
38	Д32	17	440	1150	1,2	ПОЛ	0	1	90
39	Д806	32	220	980	1,0	ПОЛ	0	0,2	120
40	Д806	32	440	980	0,2	ПЕР	5	0,4	120

Таблица А.3

Варианты заданий на тему: «Разработка двухзонной системы управления скоростью электропривода постоянного тока»

№ варианта	Тип двигателя	P_n , кВт	U_n , В	n_n , об/мин	$J_{мех}/J_{дв}$	$\Delta I / \Delta I_{зад}$	$\Delta \omega$ %	$(di_a/dt)^*_{дон}$
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	Д816	150	220	470	0,2	0	1	150
2	Д816	150	440	480	0,3	5	0,8	140
3	Д818	185	220	440	0,4	5	0,5	140
4	Д818	185	440	440	0,5	10	0,4	120
5	Д22	8	220	1450	0,6	0	1	150
6	Д22	7	440	1420	0,6	5	0,8	140
7	Д32	18	220	1140	0,8	5	0,5	140
8	Д32	17	440	1150	1,0	10	0,4	120
9	Д806	32	220	980	1,2	10	0,2	120
10	Д806	32	440	980	1,4	5	0	110
11	Д41	16	220	670	1,2	5	0,1	110
12	Д41	15	440	695	1,0	0	0,3	90
13	Д808	37	220	565	0,8	0	0,6	120
14	Д808	37	440	565	0,7	5	0,9	120
15	Д810	55	220	540	0,6	5	1	130

Окончание таблицы А.3

№ вар иан та	Тип дви- гате- ля	Рн, кВт	Ун, В	пн, об/м ин	Јмех /Јдв	$\Delta I /$ $\Delta I_{за}$ д	$\Delta \omega$ %	(dia/ dt)*д оп
16	Д810	55	440	550	0,6	10	0,8	130
17	Д812	75	220	500	0,5	10	0,5	90
18	Д812	70	440	510	0,8	5	0,4	140
19	Д814	110	220	490	0,4	5	0,2	140
20	Д814	110	440	490	0,6	0	0	150
21	Д816	150	220	480	0,8	5	0,1	110
22	Д816	150	440	490	1,0	0	0,3	90
23	Д818	185	220	450	1,2	0	0,6	120
24	Д818	185	440	450	0,6	5	0,9	120
25	Д22	8	220	1510	0,8	5	1	130
26	Д22	7	440	1460	0,5	10	0,8	130
27	Д32	18	220	1190	0,4	10	0,5	90
28	Д32	17	440	1190	0,2	5	0,4	140
29	Д806	32	220	1000	0,3	5	0,2	140
30	Д806	32	440	1000	0,4	0	0	150
31	Д41	16	220	690	0,5	5	0,8	140
32	Д41	15	440	710	0,6	5	0,5	140
33	Д808	37	220	575	0,6	10	0,4	120
34	Д808	37	440	575	0,8	10	0,2	120
35	Д810	55	220	550	1,0	5	0	110
36	Д810	55	440	560	1,2	5	0,1	110
37	Д812	75	220	515	1,4	0	0,3	90
38	Д812	70	440	520	1,2	0	0,6	120
39	Д814	110	220	500	1,0	5	0,9	120
40	Д814	110	440	500	0,2	5	1	130

Величина динамического тока, вариант окончательной реализации регулятора тока и характеристика управления СИФУ принимается по таблице А.4 в зависимости от текущего года (четный или нечетный) и номера варианта.

Таблица А.4

Тип регулятора тока и характеристики управления СИФУ

Номер варианта	Текущий год		Текущий год	
	Нечетный	Нечетный	Четный	Четный
	$I_{\text{дин}}/I_{\text{н}}$	Регулятор тока, характеристика управления СИФУ	$I_{\text{дин}}/I_{\text{н}}$	Регулятор тока, характеристика управления СИФУ
№ 1 - 5	0,6	АРТ, X1	1,2	2-РТ, X1
№ 6 - 10	0,8	2-РТ, X2	1,0	АРТ, X2
№ 11 - 15	1,0	АРТ, X1	0,8	2-РТ, X1
№ 16 - 20	1,2	2-РТ, X2	0,6	АРТ, X2
№ 21 - 25	0,6	АРТ, X1	1,2	2-РТ, X1
№ 26 - 30	0,8	2-РТ, X2	1,0	АРТ, X2
№ 31 - 35	1,0	АРТ, X1	0,8	2-РТ, X1
№ 36 - 40	1,2	2-РТ, X2	0,6	АРТ, X2

Примечание: АРТ – адаптивный регулятор тока;

2-РТ – двойной контур регулирования якорного тока.

X1 – характеристика СИФУ $\alpha = f(U_y)$:

$$\alpha = \alpha_{\text{нач}} + \frac{\pi \pm U_y}{2 U_{\text{опт}}}$$

X2 – характеристика СИФУ $\alpha = f(U_y)$:

$$\alpha = \Delta\alpha_{\text{нач}} + \arccos \frac{\pm U_y}{U_{\text{опт}}}$$

где $\alpha_{\text{нач}}$ – начальный угол регулирования при $U_y = 0\text{В}$, эл.град;

$\Delta\alpha_{\text{нач}}$ – дополнительный сдвиг угла, обеспечивающий начальный угол $\alpha_{\text{нач}}$ при $U_y = 0\text{В}$, эл.град;

$U_{\text{опт}} = 10\text{В}$ – амплитудное значение опорного напряжения СИФУ, В.

Построение характеристики управления СИФУ выполняется при изменении напряжения управления U_y в диапазоне: $-10 \dots 0 \dots +10\text{ В}$, где напряжение управления «+ U_y » соответствует выпрямительной группе I, «- U_y » – выпрямительной группе II. Построение характеристик управления СИФУ $\alpha_{1,2} = f(U_y)$ и тиристорного преобразователя $E_{\text{д1,2}} = f(U_y)$ выполнить с учетом ограничения углов регулирования α_{min} , α_{max} .

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Технические данные электродвигателей серии Д

Таблица Б.1

Технические данные двигателей закрытого исполнения
параллельного возбуждения со стабилизирующей обмоткой
и параллельного (ПВ = 100%)

	Тип двигателя	P_n , кВт	I_n , А	n_n , об/мин	n_n^* , об/мин	$J_{дв}$, кгм ²
	220 В					
1	Д41	16	86	670	690	0,80
2	Д808	37	192	565	575	2,00
3	Д810	55	280	540	550	3,60
4	Д812	75	380	500	515	7,00
5	Д814	110	550	490	500	10,25
6	Д816	150	740	470	480	16,25
7	Д818	185	920	440	450	22,5
8	Д22 ^{**}	8	43,5	1450	1510	0,15
9	Д32 ^{**}	18	94	1140	1190	0,42
10	Д806 ^{**}	32	240	980	1000	1,00
	440 В					
1	Д41	15	40	695	710	0,80
2	Д808	37	96	565	575	2,00
3	Д810	55	140	550	560	3,60
4	Д812	70	176	510	520	7,00
5	Д814	110	274	490	500	10,25
6	Д816	150	370	480	490	16,25
7	Д818	185	460	440	450	22,5
8	Д22 ^{**}	7	19,5	1420	1460	0,15
9	Д32 ^{**}	17	45	1150	1190	0,42
10	Д806 ^{**}	32	82	980	1000	1,00

* - частота вращения без стабилизирующей обмотки.

** - быстроходное исполнение.

Все двигатели имеют четыре главных полюса ($p_n = 2$).

Двигатели параллельного возбуждения рассчитаны на регулирование частоты вращения ослаблением потока в 2 раза (со стабилизирующей обмоткой – в 2,5 раза). При *увеличенной частоте вращения* могут быть реализованы вращающие моменты *не более 0,8 номинального при напряжении 220В и 0,64 номинального при напряжении 440В*.

Параллельные обмотки возбуждения состоят из двух групп, рассчитанных на напряжение 110 В при параллельном включении и 220 В – при последовательном. При напряжении 440В последовательно с обмоткой возбуждения включаются добавочные резисторы.

Таблица Б.2

Технические данные якорной обмотки и обмотки добавочных полюсов

Тип двигателя, напряжение питания	Якорная обмотка			Добавочные полюсы	
	Число параллельных ветвей (2а)	Число эффективных проводников (N)	Сопротивление обмотки якоря при 20 ⁰ С, Ом	Число витков на полюс	Сопротивление обмотки при 20 ⁰ С, Ом
1	2	3	4	5	6
220 В					
Д41	2	492	0,1060	36	0,0510
Д808	2	278	0,0340	21	0,0200
Д810	2	234	0,0232	17	0,0115
Д812	2	210	0,0140	15	0,0076
Д814	8	608	0,0079	11	0,0050
Д816	8	504	0,0055	9	0,0030
Д818	8	504	0,0039	10	0,0027
Д22 ^{**}	2	522	0,2020	44	0,108
Д32 ^{**}	2	372	0,0860	28	0,0036
Д806 ^{**}	2	246	0,0310	27	0,0410
440 В					
Д41	2	984	0,468	69	0,200
Д808	2	556	0,1360	40	0,074
Д810	2	468	0,0940	34	0,045
Д812	2	418	0,0650	29	0,030

Окончание таблицы Б.2

1	2	3	4	5	6
Д814	2	310	0,0325	22	0,018
Д816	8	1008	0,0219	18	0,0105
Д818	8	1008	0,0160	19	0,0096
Д22**	2	1044	1,200	84	0,448
Д32**	2	738	0,390	55	0,138
Д806**	2	492	0,129	35	0,068

Таблица Б.3

Технические данные обмоток параллельного возбуждения

Тип двигателя	Параллельная обмотка			Номинальный магнитный поток на полюс, 10^{-2} Вб	
	Число витков на полюс	Номинальный ток, А	Сопротивление обмотки при 20 ⁰ С, Ом	Напряжение 220 В	Напряжение 440 В
1	2	3	4	5	6
Д41	1480	2,50	70	1,760	1,720
Д808	1250	3,93	44,4	3,810	3,860
Д810	1500	3,90	46,2	4,760	4,710
Д812	1350	5,30	34,4	5,710	5,720
Д814	1400	5,20	36,0	8,220	8,100
Д816	1250	6,50	29,0	10,36	10,23
Д818	1210	8,00	22,2	11,10	11,16
Д22**	1480	1,35	132,0	0,757	0,773
Д32**	1600	1,70	102,0	1,370	1,380
Д806**	1400	2,70	65,0	2,520	2,530

Таблица Б.4

Технические данные стабилизирующих обмоток

Тип двигателя	Стабилизирующая обмотка				Номинальный магнитный поток на полюс, 10^{-2} Вб	
	220 В		440 В		Напряжение 220 В	Напряжение 440 В
	Число витков на полюс	Сопротивление обмотки при 20°C , Ом	Число витков на полюс	Сопротивление обмотки при 20°C , Ом		
1	2	3	4	5	6	7
Д41	3	0,0037	3	0,0037	1,810	1,750
Д808	2	0,0053	2	0,0074	3,800	3,910
Д810	2	0,0041	3	0,0150	4,820	4,770
Д812	1	0,0023	2	0,0080	5,880	5,820
Д814	1	0,0018	2	0,0067	8,330	8,220
Д816	1	0,0014	2	0,0046	10,360	10,400
Д818	1	0,0010	2	0,0037	11,280	11,350
Д22**	4,5	0,021	4,5	0,021	0,783	0,794
Д32**	4,5	0,009	4,5	0,009	1,420	1,430
Д806**	2	0,0052	2	0,010	2,580	2,580

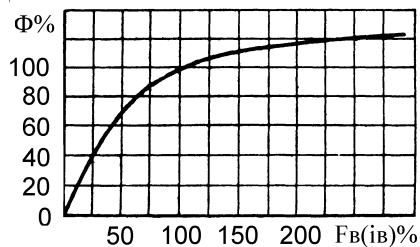


Рис. Б1. Универсальная магнитная характеристика электродвигателя

ПРИЛОЖЕНИЕ В

Технические данные тахогенераторов серии ПТ

Таблица В.1

Технические данные тахогенераторов постоянного тока типа ПТ
для двигателей с подшипниками скольжения

	Тип	n_n , об/мин	I_n , А	Ток возбуж- дения, А	Масса, кг
1	ПТ-42	100	0,1	1,0	122,5
2	ПТ-42	200	0,25	1,0	122,5
3	ПТ-42	400	0,5	1,0	122,5
4	ПТ-32	600	0,5	0,5	102
5	ПТ-22	800	0,2	0,35	90
6	ПТ-22	1000	0,2	0,35	90

Таблица В.2

Технические данные тахогенераторов постоянного тока типа ПТ
для двигателей с подшипниками качения

	Тип	n_n , об/мин	I_n , А	Ток возбуж- дения, А	Масса, кг
1	ПТ-32/1	200	0,1	0,5	100
2	ПТ-32/1	600	0,5	0,5	100
3	ПТ-32/1	1000	0,5	0,5	100
4	ПТ-32/1	1200	0,5	0,5	100
5	ПТ-22/1	2400	0,5	0,35	80

Для всех тахогенераторов номинальное напряжение равно 230 В, а напряжение возбуждения - 55 В.

ПРИЛОЖЕНИЕ Г

Таблица Г.1

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ
Перечень элементов

Поз.	Обозначение	Наименование, тип	Кол-во
1	2	3	4
	DA1-DA3	Микросхемы КР1408УД1	3
	VD1-VD3	Диоды Д105	3
	R25-R27	Резисторы СП5-2В-20к±5%	3
	R30	МЛТ-0,125-160к±5%	1
	C2	Конденсаторы К73-11 ±5% (1,0мкФ)	1
	.	и т. д.	
	.		
	.		

Таблица Г.2

Ряды Е номинальных значений сопротивлений постоянных резисторов и емкостей постоянных конденсаторов

Индекс ряда	Номинальные значения (единицы, десятки, сотни Ом, кОм, МОм, ГОм, пФ, мкФ,Ф)						Допускаемые отклонения от номин. значений
E6	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	±20%
E12	1,0 1,2	1,5 1,8	2,2 2,7	3,3 3,9	4,7 5,6	6,8 8,2	±10%
E24	1,0 1,1 1,2 1,3	1,5 1,6 1,8 2,0	2,2 2,4 2,7 3,0	3,3 3,6 3,9 4,3	4,7 5,1 5,6 6,2	6,8 7,5 8,2 9,1	±5%

Тиристорные преобразователи, трехфазные токоограничивающие реакторы и силовые трансформаторы для тиристорных преобразователей

Одним из ведущих российских предприятий, проектирующих и выпускающих тиристорные преобразователи для питания электродвигателей постоянного тока серии КТЭ (комплектный тиристорный электропривод), является ЗАО «Энергомаш (Екатеринбург) - Уралэлектротяжмаш»[19]. Технические параметры преобразователей КТЭ приведены в таблице Д1. Условное обозначение преобразователя КТЭ: $КТЭ - I_{\text{дном}}/U_{\text{дном}}$.

Преобразователи КТЭ обеспечивают:

- пуск и торможение двигателей с заданными значениями тока, момента, ускорения, времени;
- поддержание заданной частоты вращения или ее регулирование по определенному алгоритму;
- ограничение максимальных значений тока, частоты вращения, напряжения, момента, ускорения.

КТЭ включают в себя следующие функциональные узлы и устройства:

- силовую часть с трёхфазной мостовой схемой выпрямления;
- систему автоматического регулирования, защиты и сигнализации фирмы Siemens;
- устройство питания обмотки возбуждения двигателя;
- устройство питания электромагнита механического тормоза;
- устройство питания обмотки возбуждения тахогенератора;
- устройство динамического торможения;
- входной преобразовательный трансформатор или сетевой реактор;
- сглаживающий или токоограничивающий реактор в цепи выпрямленного тока;
- силовую коммутационную и защитную аппаратуру в целях переменного и постоянного тока;
- систему автоматической диагностики состояния элементов электропривода.

КТЭ изготавливаются на токи от 100 до 10000 А напряжением от 220 до 1050 В.

В КТЭ применяется силовая часть собственной разработки и микропроцессорная система управления, регулирования и защиты фирмы

«Siemens». Такое сочетание позволило получить высоконадежные, удобные в наладке и эксплуатации изделия, не уступающие по своим качествам преобразователям ведущих зарубежных фирм.

КТЭ по требованию заказчика комплектуются системой автоматической диагностики состояния элементов электропривода (вибрации и температуры подшипников, давления и протока масла и т.п.), обеспечивающей текущий контроль и запись параметров. Это позволяет выявлять неисправности на ранних стадиях их развития, заранее планировать профилактические работы, исключать аварийные простои.

Таблица Д.1

Технические параметры тиристорных преобразователей КТЭ

№	Серия, тип	Выпрямленный ток, А		Напряжение двигателя, В
		Номинальный	Предельный	
1	КТЭ-10/220(440)	10	20	220;440
2	КТЭ-25/220(440)	25	50	
3	КТЭ-50/220(440)	50	100	
4	КТЭ-100/220(440)	100	200	
5	КТЭ-200/220(440)	200	400	
6	КТЭ-320/220(440)	620	640	
7	КТЭ-500/220(440)	500	1000	
8	КТЭ-630/220(440)	630	1260	
9	КТЭ-800/220(440; 600; 750;930)	800	1600	220;440; 600; 750;930
10	КТЭ-1000/220(440; 600; 750;930)	1000	2000	
11	КТЭ-1600/220(440; 600; 750;930)	1600	3200	

Сухие трехфазные токоограничивающе реакторы предназначены для применения в схемах тиристорных электроприводов. Их включают на входе выпрямительного моста для ограничения токов коммутации. Технические данные реакторов типа РТСТ приведены в таблице Д2.

Условное обозначение типа реактора расшифровывается следующим образом: РТСТ- реактор токоограничивающий сухой (с воздушным охлаждением) трехфазный; первая группа цифр – номинальный ток фазы, А; вторая группа цифр – номинальная индуктивность, мГн; буквенное обозначение (если оно присутствует) – климатическое исполнение и категория размещения (для всех У3). В термическом и динамическом отношении реакторы выдерживают ток трехфазного короткого замыкания в течение 0,5 с при приложении номинального напряжения сети.

Таблица Д.2

Технические параметры реакторов РТСТ

Тип реактора	Основные параметры			
	Номинальное линейное напряжение, В	Номинальный ток фазы, А	Номинальная индуктивность, мГн	Активное сопротивление, МОм
РТСТ-20,5-1,08У3	220	20,5	1,085	150
РТСТ-20,5-1,53	310	20,5	1,530	192
РТСТ-20,5-2,02	410	20,5	2,02	233
РТСТ-41-0,5	220	41	0,542	54
РТСТ-41-0,76	310	41	0,763	70,8
РТСТ-41-1,01	410	41	1,01	88,5
РТСТ-82-0,27	220	82	0,271	19,4
РТСТ-82-0,38	310	82	0,382	25,2
РТСТ-82-0,505	410	82	0,505	31,7
РТСТ-165-0,135	220	165	0,1346	10,7
РТСТ-165-0,19	310	165	0,19	13,9
РТСТ-165-0,25	410	165	0,251	17,1
РТСТ-265-0,084	220	265	0,0839	5,2
РТСТ-265-0,118	310	265	0,1182	6,7
РТСТ-265-0,156	410	265	0,156	8,35
РТСТ-410-0,054	220	410	0,0542	2,65
РТСТ-410-0,076	310	410	0,0763	3,34
РТСТ-410-0,101	410	410	0,101	4,05
РТСТ-660-0,03	320	660	0,0342	1,12
РТСТ-660-0,048	310	660	0,0482	1,5
РТСТ-660-0,064	410	660	0,0637	1,8
РТСТ-820-0,027	220	820	0,0271	0,815
РТСТ-820-0,38	310	820	0,0382	0,992
РТСТ-820-0,0505	410	820	0,0505	1,23

Трансформаторы предназначены для питания тиристорных преобразователей по трехфазной мостовой схеме выпрямления. Технические данные трансформаторов серии ТСП (ТСЗП) мощностью 10 – 100 кВА представлены в таблице Д3.

Трансформаторы выполняются со *схемой соединения обмоток*: сетевой – звезда (*напряжение питания 0,38 кВ*), вентильной – звезда с выведенной нулевой точкой, *напряжение короткого замыкания 5,2 – 5,5%*. При номинальном напряжении ТП **230** (460) В межфазное напряжение вентильной обмотки на холостом ходу равно **205** (410) В.

Фазный ток вентильной обмотки рассчитывается из соотношения $I_{2\phi} = 0,816 \cdot I_d$.

Таблица Д.3

Технические параметры трансформаторов мощностью 10 – 100 кВА

Тип	Номинальные параметры преобразователя (ТП)		Потери, Вт	
	Выпрямленный ток, А	Выпрямленное напряжение, В	Холостого хода	Короткого замыкания
ТСП-10/0,7 (ТСЗП)*	25	230	100	350
ТСП-16/0,7	50	230	120	600
ТСП-16/0,7	25	460	120	600
ТСП-25/0,7	100	230	170	1300
ТСП-25/0,7	50	460	170	1300
ТСП-63/0,7	200	230	240	1900
ТСП-63/0,7	100	460	240	1900
ТСП-100/0,7	320	230	420	2200
ТСП-100/0,7	200	460	420	2200

*Трансформаторы типа ТСЗП (трехфазный сухой защищенного исполнения для преобразователей) отличаются от трансформаторов типа ТСП только исполнением

Технические данные трансформаторов типа ТСЗП мощностью 200 – 400 кВА приведены в таблице Д4. Схема соединения обмоток: сетевой – *звезда*, вентильной – *звезда*, группа соединения – 0.

Таблица Д.4

Технические параметры трансформаторов мощностью 200 – 400 кВА

Тип	Номинальная мощность, кВА	Un сетевой обмотки, кВ	Un фазное вентиляльной обмотки, В	In фазный вентиляльной обмотки, А	U короткого замыкания, %	Номин. па- раметры ТП		Потери, Вт	
						Ud, В	Id, А	Холостого хода	Короткого замыкания
ТСЗП- 200/0,7	181	0,38	117	515	5,2	230	630	1050	2960
ТСЗП- 200/0,7	203	0,38	234	290	5,75	460	355	1500	3455
ТСЗП- 400/10	352	6	115	1021	6,4	230	1250	1500	5545
ТСЗП- 400/10	352	10	115	1021	7,1	230	1250	1500	5325
ТСЗП- 400/10	355	6	230	515	6,9	460	630	1500	5130
ТСЗП- 400/10	355	10	230	515	7,1	460	630	1500	4950
ТСЗП- 800/10	701	6	229	1021	7,1	460	1250	2400	8340
ТСЗП- 800/10	701	10	229	1021	7,2	460	1250	2400	8450

ПРИЛОЖЕНИЕ Е

Реализация элементов СУЭП на операционных усилителях

Элементы, входящие в состав аналоговых СУЭП (регуляторы, фильтры, задатчики, схемы выделения модуля и т.д.), реализуются, как правило, на операционных усилителях (рис.Е.1).

Операционный усилитель (ОУ) – это усилитель постоянного тока с большим коэффициентом усиления в разомкнутом состоянии. Наибольшее применение получили ОУ интегрального исполнения, которые характеризуются следующими основными показателями:

- дифференциальный коэффициент усиления в разомкнутом состоянии
 $K_{y0} = 10^3 \dots 10^5$;

- напряжение питания
- сопротивление нагрузки
- входное сопротивление
- выходное сопротивление
- полоса пропускания

$U_{п} = 6,3 \dots 15 \text{ В};$
 $R_{н} = 2 \dots 5 \text{ кОм};$
 $R_{вх} > 1 \text{ кОм};$
 $R_{вых} = 0,2 \dots 1 \text{ кОм};$
 $f = 1 \text{ МГц}.$

Входной дифференциальный каскад ОУ имеет **инвертирующий** вход 1 (обозначается кружком) и **не инвертирующий** (или прямой) вход 2. При подаче входного напряжения на инвертирующий вход на выходе ОУ появляется напряжение противоположной полярности (инверсное) по отношению к полярности входного напряжения, при подаче напряжения на прямой вход изменения полярности выходного напряжения не происходит. Использование обоих входов ОУ расширяет возможности его применения. Принципиальная электрическая схема включения ОУ с использованием как инверсного, так и прямого входов представлена на рис.Е1.

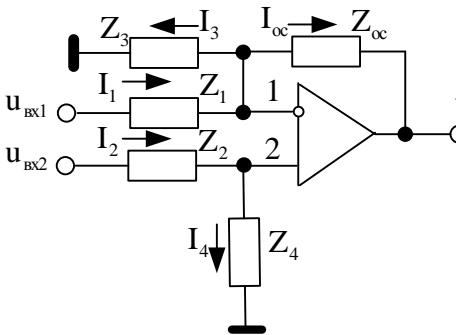


Рис.Е1. Схема включения ОУ

Выведем зависимость выходного напряжения ОУ от входных напряжений, для чего примем следующие допущения:

- входные токи ОУ малы и ими можно пренебречь ($i_{вх1} = i_{вх2} = 0$);
- потенциалы входов одинаковы по величине и близки к нулю ($U_1 = U_2 = 0$).

Для инверсного входа ОУ можно записать следующую систему уравнений (в операторной форме записи):

$$\left. \begin{aligned} I_1(p) - I_3(p) - I_{oc}(p) &= 0; \\ I_1(p) &= \frac{u_{вх1}(p) - U_1(p)}{Z_1(p)}; \\ I_3(p) &= \frac{U_1(p)}{Z_3(p)}; \\ I_{oc}(p) &= \frac{U_1(p) - u_{вых}(p)}{Z_{oc}(p)}; \end{aligned} \right\} \quad (E.1)$$

где $Z_i(p)$ - полное сопротивление i - го участка цепи в операторной форме записи, Ом.

Решение системы уравнений (E.1) относительно потенциала 1 входа $U_1(p)$ позволяет получить следующее равенство:

$$U_1(p) = \frac{u_{вых}(p) + u_{вх}(p) \frac{Z_{oc}(p)}{Z_1(p)}}{1 + \frac{Z_{oc}(p)}{Z_1(p)} + \frac{Z_{oc}(p)}{Z_3(p)}}. \quad (E.2)$$

Для прямого входа ОУ уравнение для определения потенциала 2 входа $U_2(p)$ принимает следующий вид:

$$U_2(p) = I_4(p)Z_4(p) = I_2(p)Z_4(p) = u_{вх2}(p) \frac{Z_4(p)}{Z_2(p) + Z_4(p)}. \quad (E.3)$$

На основании равенства $U_1 = U_2$ можно приравнять выражения (E.2) и (E.3) и решить равенство относительно выходного напряжения ОУ $u_{вых}(p)$, в этом случае получается следующее уравнение:

$$\begin{aligned}
 u_{\text{вых}}(p) = & -u_{\text{вх1}}(p) \frac{Z_{\text{oc}}(p)}{Z_1(p)} + \\
 & + u_{\text{вх2}}(p) \frac{Z_4(p)}{Z_2(p) + Z_4(p)} \left(1 + \frac{Z_{\text{oc}}(p)}{Z_1(p)} + \frac{Z_{\text{oc}}(p)}{Z_3(p)}\right)
 \end{aligned}
 \tag{E.4}$$

Например, если используется только инверсный вход ОУ, то в этом случае $Z_2(p) = \infty$, и выражение (E.4) примет вид:

$$u_{\text{вых}}(p) = -u_{\text{вх1}}(p) \frac{Z_{\text{oc}}(p)}{Z_1(p)},
 \tag{E.5}$$

из которого можно получить выражение для определения передаточной функции ОУ по инверсному входу:

$$W_1(p) = \frac{u_{\text{вых}}(p)}{u_{\text{вх1}}(p)} = \frac{Z_{\text{oc}}(p)}{Z_1(p)}.
 \tag{E.6}$$

Из выражения (E.6) видно, что передаточная функция ОУ определяется отношением полного сопротивления в цепи обратной связи к полному сопротивлению на входе ОУ, представленными в операторной форме. Если в цепи обратной связи ОУ включен конденсатор C , а на входе ОУ- резистор R_1 , то в этом случае получится следующая передаточная функция ОУ:

$$W_1(p) = \frac{Z_{\text{oc}}(p)}{Z_1(p)} = \frac{1/C_{\text{oc}}(p)}{R_1} = \frac{1}{R_1 C_{\text{oc}}(p)} = \frac{1}{T_{\text{и}}(p)},
 \tag{E.7}$$

т.е. ОУ является *интегрирующим* (И) с постоянной времени интегрирования, равной произведению $R_1 C_{\text{oc}}$.

Если в ОУ используется только прямой вход, т.е. $Z_1(p) = \infty$, то выражение (E.4) примет вид:

$$u_{\text{ВЫХ}}(p) = u_{\text{ВХ2}}(p) \frac{Z_4(p)}{Z_2(p) + Z_4(p)} \left(1 + \frac{Z_{\text{ос}}(p)}{Z_3(p)}\right). \quad (\text{E.8})$$

Тогда на основании (E.8) можно получить выражение для определения передаточной функции ОУ по прямому входу:

$$W_2(p) = \frac{u_{\text{ВЫХ}}(p)}{u_{\text{ВХ2}}(p)} = \frac{Z_4(p)}{Z_2(p) + Z_4(p)} \left(1 + \frac{Z_{\text{ос}}(p)}{Z_3(p)}\right). \quad (\text{E.9})$$

Если теперь в цепь обратной связи ОУ включить конденсатор, а во входной цепи использовать резисторы R_2 , R_3 и R_4 , то в этом случае передаточная функция по прямому входу определится:

$$\begin{aligned} W_2(p) &= \frac{R_4}{R_2 + R_4} \left(1 + \frac{Z_{\text{ос}}(p)}{Z_3(p)}\right) = \\ &= k \left(1 + \frac{1}{R_3 C_{\text{ос}}(p)}\right) = k + \frac{1}{T_{\text{и}} p} \end{aligned} \quad (\text{E.10})$$

В этом случае ОУ получился **пропорционально – интегральным** (ПИ).

Таким образом, изменяя схемы включения и комбинации входных сопротивлений и сопротивления в цепи обратной связи ОУ, можно получить ОУ с требуемой передаточной функцией.

Основные схемы включений ОУ, их передаточные функции и основные соотношения представлены в таблице Е.

Рассмотрим выбор полярности напряжений в схеме СУЭП на примере ПИ регулятора тока, схема которого представлена на рис.Е2.

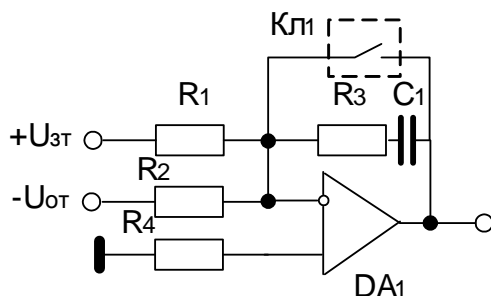


Рис. Е2. Принципиальная электрическая схема регулятора тока

Если задаться положительной полярностью входного напряжения $+U_{зт}$, то на выходе регулятора тока будет сформировано напряжение управления ТП отрицательной полярности $-U_y$ (прохождение сигнала через инверсный вход). Для обеспечения отрицательной обратной связи по току якоря полярность напряжения обратной связи по току с выхода датчика тока должна быть отрицательной $-U_{от}$.

Поскольку напряжение управления имеет отрицательную полярность, следовательно, напряжение выбора выпрямительной группы ТП (напряжение логического переключающего устройства ЛПУ) в двигательном режиме работы должно быть одинаковой полярности с напряжением управления ТП, т.е. отрицательной. Для формирования сигнала на входе ЛПУ необходим релейный элемент, на вход которого подается сигнал, задающий значение якорного тока, т.е. сигнал с выхода регулятора скорости.

Поскольку регулятор тока имеет интегральную составляющую, то при неподвижном электроприводе в результате дрейфа нуля ОУ, может появиться выходное напряжение регулятора тока при нулевом задании. В этом случае включение электропривода в работу произойдет с броском якорного тока. Для исключения этого режима в обратной связи регулятора предусмотрен контакт КЛ1, шунтирующий регулятор во время стоянки электропривода и размыкающийся при работе электропривода.

Рассмотрим пример реализации на ОУ задатчика интенсивности тока, принципиальная схема которого представлена на рис.Е.3.

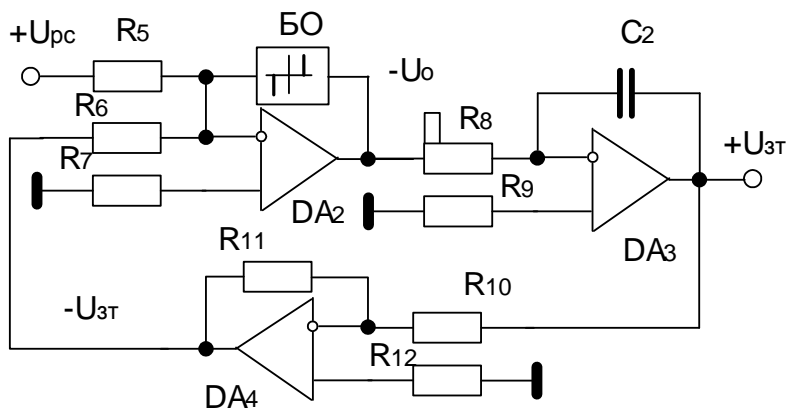
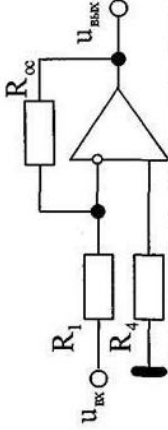
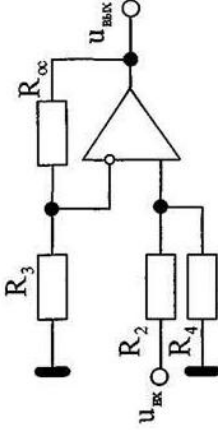
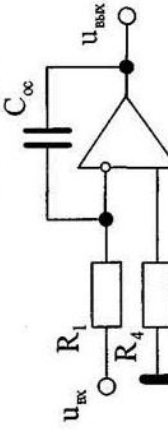


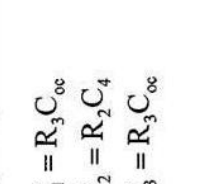
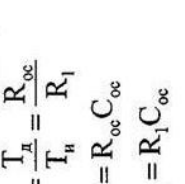
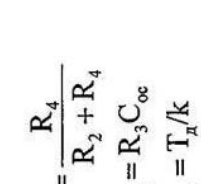
Рис. Е3. Принципиальная электрическая схема датчика интенсивности тока якоря

Таблица Е

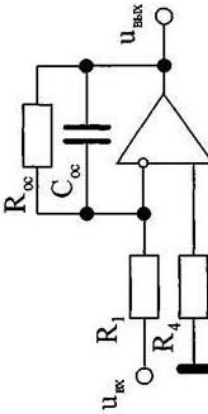
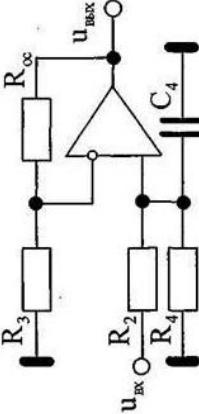
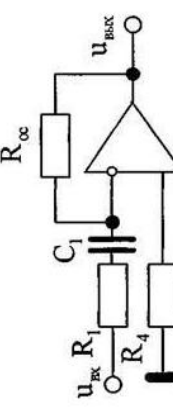
Схемы и параметры основных регуляторов

Схема регулятора	Тип	Передаточная функция	Основные соотношения
1	2	3	4
	П пропорциональный	k	$k = \frac{R_{oc}}{R_1}$
	П пропорциональный	k	$k = \frac{R_4}{R_2 + R_4} (1 + \frac{R_{oc}}{R_3})$
	И интегральный	$\frac{1}{T_{иР}}$	$T_{и} = R_1 C_{oc}$

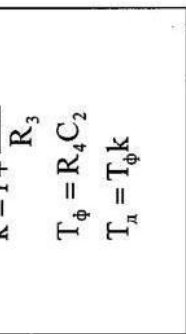
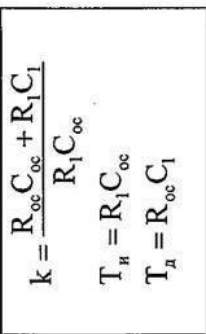
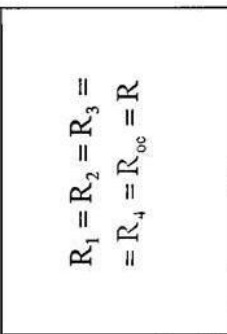
Продолжение табл. 6

1	2	3	4
	<p>И интегральный</p>	$\frac{T_{ip} + 1}{T_3 p (T_2 p + 1)}$ <p>при $T_1 = T_2$</p> $\frac{1}{T_3 p}$	$T_1 = R_3 C_{oc}$ $T_2 = R_2 C_4$ $T_3 = R_3 C_{oc}$
	<p>ПИ пропорционально - интегральный</p>	$\frac{T_{ip} + 1}{T_{ip} p}$ $\frac{1}{k + T_{ip}}$	$k = \frac{T_{oc}}{T_{ip}} = \frac{R_{oc}}{R_1}$ $T_{ip} = R_{oc} C_{oc}$ $T_{ip} = R_1 C_{oc}$
	<p>ПИ пропорционально - интегральный</p>	$\frac{T_{ip} + 1}{T_{ip} p}$ $\frac{1}{k + T_{ip}}$	$k = \frac{R_4}{R_2 + R_4}$ $T_{ip} = R_3 C_{oc}$ $T_{ip} = T_{ip} / k$

Продолжение табл. E

1	2	3	4
 <p>Diagram of an aperiodic filter (A) with a feedback capacitor C_{∞} and resistors R_1, R_4, and R_{∞}. The input is $u_{вк}$ and the output is $u_{вых}$.</p>	<p>A аперидический (фильтр)</p>	$\frac{k}{T_{\phi}p+1}$	$k = \frac{R_{\infty}}{R_1}$ $T_{\phi} = R_{\infty} C_{\infty}$
 <p>Diagram of an aperiodic filter (A) with resistors R_3, R_2, R_4, and R_{∞}, and a capacitor C_4. The input is $u_{вк}$ and the output is $u_{вых}$.</p>	<p>A аперидический (фильтр)</p>	$\frac{k}{T_{\phi}p+1}$	$k = \frac{R_4}{R_2 + R_4} \left(1 + \frac{R_{\infty}}{R_3}\right)$ $T_{\phi} = \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} C_4$
 <p>Diagram of a differentiating filter (Д) with resistors R_1, R_4, and R_{∞}, and a capacitor C_1. The input is $u_{вк}$ and the output is $u_{вых}$.</p>	<p>Д дифференцирующий</p>	$\frac{T_D p}{T_{\phi} p + 1}$	$T_D = R_{\infty} C_1$ $T_{\phi} = R_1 C_1$ $k = \frac{T_D}{T_{\phi}} = \frac{R_{\infty}}{R_1}$

Продолжение табл. Е

1	2	3	4
	<p>Д дифференцирующий</p>	$\frac{T_{дp}}{T_{фp} + 1}$	$k = 1 + \frac{R_{oc}}{R_3}$ $T_{ф} = R_4 C_2$ $T_{д} = T_{ф} k$
	<p>ПИД Пропорционально-интегрально-дифференциальный</p>	$k + \frac{1}{T_{иp}} + T_{дp}$	$k = \frac{R_{oc} C_{oc} + R_1 C_1}{R_1 C_{oc}}$ $T_{и} = R_1 C_{oc}$ $T_{д} = R_{oc} C_1$
	<p>Схема выделения модуля</p>	$u_{вых} = u_{вх} $	$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_{oc}$

Для обеспечения одинакового коэффициента передачи по входам ОУ DA2 и DA4 необходимо выполнить условие равенства величин сопротивлений входных резисторов и резистора в цепи обратной связи: $R_5 = R_6$, и $R_{10} = R_{11}$.

Поэтому принимаются величины сопротивлений резисторов $R_5 = R_6 = R_{10} = R_{11} = 10$ кОм. Выходное напряжение релейного элемента DA2 ограничено на уровне ± 10 В. Тогда для обеспечения необходимого темпа изменения выходного сигнала при постоянной времени $T_{\text{зит}} = R_8 C_2 = 0,0175$ с, задаются величиной емкости конденсатора C_2 , например, равной 1,0 мкФ, и рассчитывается величина сопротивления подстроечного резистора R_8 :

$$R_8 = 0,0175 / 1,0 = 17,5 \text{ кОм.}$$

С учетом возможности подстройки значения $T_{\text{зит}}$ в пределах 20% от расчетного значения, принимается величина сопротивления резистора $R_8 = 22$ кОм. Тип подстроечного переменного резистора СП5-2В, рассеиваемой мощностью 0,5 Вт, остальные резисторы общего назначения типа МЛТ рассеиваемой мощностью 0,125 Вт и допуском $\pm 5\%$. Конденсатор C_2 типа К73-11 полиэтилентерефталатный низковольтный с допуском $\pm 5\%$.

Рассмотрим пример реализации нелинейного функционального преобразователя в цепи обратной связи по току возбуждения, моделирующий кривую намагничивания электродвигателя (рис.Е.4).

За исходную характеристику принимается кривая намагничивания электродвигателя $\Phi = f(I_b)$, приведенная в паспортных данных электродвигателя и представленная на рис.Е.4 пунктирной линией.

Принимается номинальное значение входной величины датчика потока (выход датчика тока возбуждения) равное 8В при номинальном токе возбуждения. При этом выходное напряжение датчика потока, соответствующее номинальному магнитному потоку, также принимается равным 8В. Выполняется кусочно - линейная аппроксимация кривой намагничивания с ограничением максимального выходного напряжения на уровне 8,6В (конечная точка третьего участка). При этом получилось четыре участка характеристики датчика магнитного потока.

В соответствии с числом участков характеристики рис.Е.4 (четыре участка) составляется принципиальная электрическая схема датчика потока (функционального преобразователя), реализованного на ОУ и представленная на рис.Е.5.

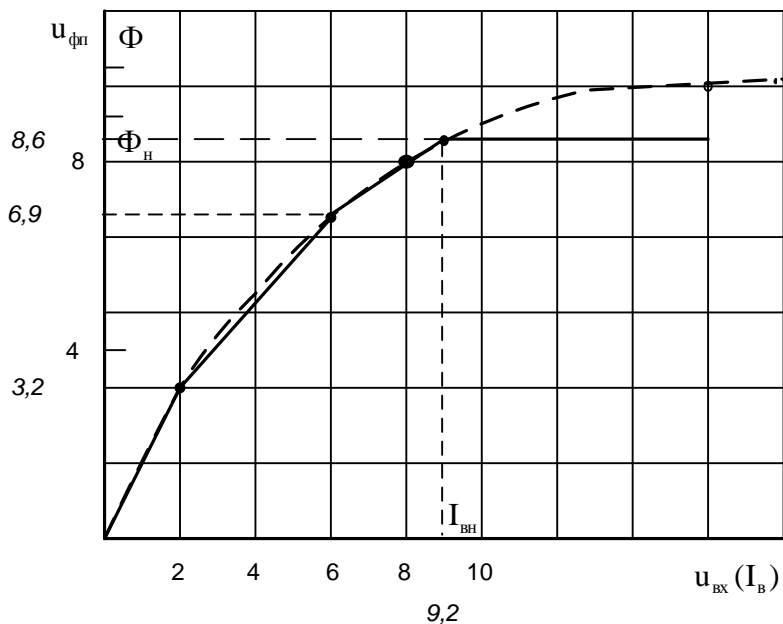


Рис.Е.4. Линейная аппроксимация кривой намагничивания

Для запираания диодов в цепи обратной связи ОУ применяется отдельный источник питания $U_{ип2}$ гальванически развязанный от источника питания ОУ.

Рассчитываются коэффициенты передачи на каждом из участков характеристики рис.Е.4 для точек сопряжения прямых:

$$k_1 = \frac{3,2}{2} = 1,6; \quad k_2 = \frac{6,9 - 3,2}{6 - 2} = 0,9; \quad k_3 = \frac{8,6 - 6,9}{9,2 - 6} = 0,53.$$

Затем задаются величиной сопротивления входного резистора $R_{29} = 100 \text{ кОм}$ и рассчитываются величины сопротивлений резисторов в цепи обратной связи ОУ:

$$R_{30} = k_1 \cdot R_{29} = 160 \text{ кОм}$$

$$R_{31} = \frac{k_1 k_2}{k_1 - k_2} R_{29} = 205 \text{ кОм}$$

$$R_{32} = \frac{k_2 k_3}{k_2 - k_3} R_{29} = 119 \text{ кОм}$$

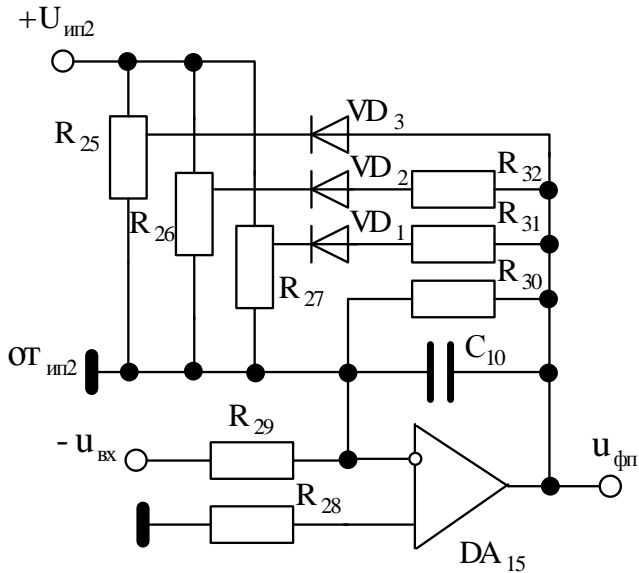


Рис. Е.5. Принципиальная электрическая схема датчика потока

Исходя из стандартного ряда E24, величины сопротивлений резисторов принимаются равными: $R_{30}=160 \text{ кОм}$, $R_{31}=200 \text{ кОм}$, $R_{32}=120 \text{ кОм}$.

Величина емкости конденсатора C_{10} находится из равенства $R_{30} \cdot C_{10} = T_k$, где T_k – постоянная времени контура вихревых токов.

Величины сопротивлений потенциометров $R_{25} - R_{27}$ принимаются на порядок меньшими, чем величины сопротивлений R_{31} , R_{32} , поэтому выбираются $R_{25} = R_{26} = R_{27} = 20 \text{ кОм}$, типа СП5-2В, рассеиваемой мощностью 0,5 Вт и допуском $\pm 5\%$, остальные резисторы общего назначения типа МЛТ рассеиваемой мощностью 0,125 Вт допуском $\pm 5\%$. Диоды $VD_1 - VD_3$ выбираются типа Д105, т.е. маломощные с малым обратным током величиной 0,005 мА и напряжением 75 В.

На потенциометрах R_{27} , R_{26} , R_{25} выставляются значения напряжений, при которых происходит отпирание диодов в соответствии с реализуемой кривой (рис.Е.4), т.е. 3,2В; 6,9В и 8,6В соответственно. После отпирания диода VD_3 происходит ограничение выходного напряжения ОУ на уровне 8,6В (коэффициент передачи ОУ равен нулю).

Аналогично рассмотренному примеру выполняется реализация нелинейного регулятора положения (перемещения) РП. Отличием будет являться то, что в регуляторе положения нет необходимости фильтрации входного сигнала, т.е. не нужен конденсатор в цепи обратной связи операционного усилителя, и характеристика регулятора должна быть расположена в двух квадрантах.

На рис.Е.6 представлен пример реализации нелинейного регулятора положения (перемещения). Характеристика регулятора имеет 5 участков и расположена в двух квадрантах, обеспечивая отработку перемещения в двух направлениях, для чего применяются две группы диодов, запирающиеся источником двуполярного опорного напряжения питания $\pm U_{оп}$.

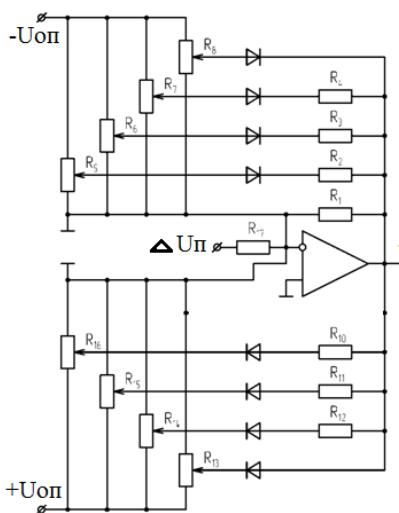


Рис.Е.6 Принципиальная электрическая схема регулятора положения (перемещения)

На вход регулятора перемещения подается ошибка отработки перемещения $\Delta U_{п}$, на выходе формируется напряжение задания скорости $U_{зс}$, подаваемое на вход регулятора скорости через задатчик интенсивности.

В начальный момент времени при подаче на вход РП максимальной положительной ошибки отработки перемещения $+\Delta U_{п}$, РП заходит в ограничение (на выходе формируется максимальное отрицательное напряжение задания скорости $-U_{зс}$) при этом открыты все верхние диоды, смещенные опорным напряжением $-U_{оп}$.

По мере отработки заданного перемещения, ошибка на входе РП $\Delta U_{п}$ уменьшается и при некотором выходном напряжении происходит запираение верхнего диода, РП выходит из ограничения и работает с коэффициентом передачи, определяемым параллельно включенными резисторами R_1 , R_2 , R_3 и R_4 . По мере уменьшения ошибки $\Delta U_{п}$ на входе РП происходит поочередное закрытие верхних диодов и переход на участки характеристики с возрастающим коэффициентом передачи РП. На последнем (начальном) участке характеристики РП коэффициент передачи РП определяется величиной сопротивления резистора R_1 в цепи обратной связи ОУ.

Реализация аналоговых датчиков обратных связей в СУЭП

Датчик ЭДС. Непосредственное измерение величины ЭДС электродвигателя не представляется возможным, поэтому сигнал, пропорциональный ЭДС, выделяют косвенным путем на основании известного математического выражения через координаты, непосредственное измерение которых в электроприводе не вызывает никаких затруднений.

Уравнение равновесия для якорной цепи электродвигателя, записанное в операторной форме, определяется выражением:

$$U_a(p) = E_a(p) + I_a(p)R_a(T_a p + 1), \quad (\text{Ж.1})$$

где R_a - активное сопротивление якорной цепи электродвигателя, Ом;

$T_a = \frac{L_a}{R_a}$ - электромагнитная постоянная времени якорной цепи электродвигателя, с.

Как видно из выражения (Ж.1) для выделения ЭДС электродвигателя, необходимо иметь информацию о величинах напряжения и тока электродвигателя, которые в системе управления представлены напряжениями обратных связей по напряжению $u_{он} = k_{он} U_a$ и току $u_{от} = k_{от} I_a$, где $k_{он}, k_{от}$ - коэффициенты обратных связей по напряжению и току, соответственно.

Выразим выражение (Ж.1) через напряжения обратных связей относительно ЭДС электродвигателя:

$$E_a(p) = \frac{u_{он}(p)}{k_{он}} - \frac{u_{от}(p)}{k_{от}} R_a (T_a p + 1). \quad (\text{Ж.2})$$

Преобразуем (Ж.2) к виду:

$$\frac{k_{он} E_a(p)}{T_a p + 1} = \frac{k_{оэ} E_a(p)}{T_a p + 1} = u_{оэ}(p) = \frac{u_{он}(p)}{T_a p + 1} - \frac{u_{от}(p)}{k_{от}} k_{он} R_a, \quad (\text{Ж.3})$$

где $u_{оэ} = k_{оэ} E_a$ - напряжение обратной связи по ЭДС, В;

$k_{оэ} = k_{он}$ - коэффициент обратной связи по ЭДС.

Как видно из (Ж.3) передаточная функция датчика ЭДС имеет вид:

$$W_{дэ}(p) = \frac{u_{оэ}(p)}{E_a(p)} = \frac{k_{оэ}}{(T_a p + 1)}, \quad (Ж.4)$$

т. е. датчик является инерционным и выполняет преобразование с запаздыванием, определяемым постоянной времени якорной цепи T_a .

Структурная схема датчика ЭДС приведена на рис.Ж.1.

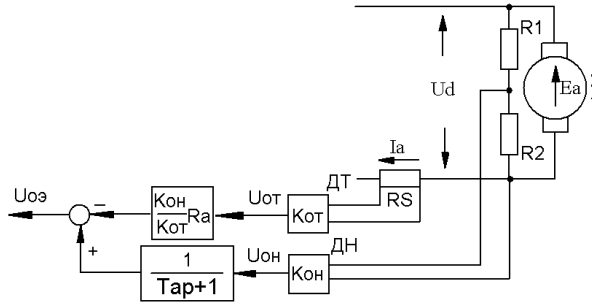


Рис.Ж.1. Структурная схема датчика ЭДС

В соответствии с уравнением (Ж.3) и рис. Ж.1 происходит реализация датчика ЭДС на операционном усилителе, принципиальная схема датчика ЭДС представлена на рис.Ж.2.

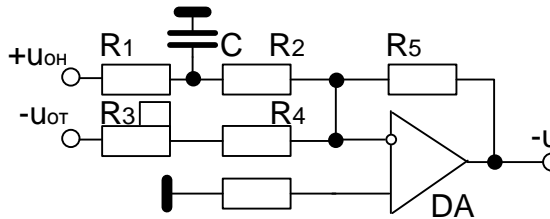


Рис.Ж.2. Принципиальная электрическая схема датчика ЭДС

Напряжение на выходе датчика ЭДС (рис. Ж.2) определяется выражением:

$$-u_{\text{оз}} = u_{\text{он}} \frac{R_5 / (R_1 + R_2)}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C p + 1} - u_{\text{от}} \frac{R_5}{R_3 + R_4}. \quad (\text{Ж.5})$$

На основании уравнений (Ж.3) и (Ж.5) выводятся соотношения для расчета параметров датчиков:

$$\begin{aligned} R_5 / (R_1 + R_2) &= 1; \\ R_5 / (R_3 + R_4) &= R_a k_{\text{он}} / k_{\text{от}}; \\ \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C &= T_a. \end{aligned} \quad (\text{Ж.6})$$

Если принять величину $R_2 = R_1$, то выражения (Ж.6) примут вид:

$$\begin{aligned} R_5 / 2R_1 &= 1; \\ R_5 / (R_3 + R_4) &= R_a k_{\text{он}} / k_{\text{от}}; \\ \frac{R_1}{2} C &= T_a. \end{aligned} \quad (\text{Ж.7})$$

На основании (Ж.7) задаются величиной емкости конденсатора C и последовательно рассчитывают величину сопротивления резисторов $R_1; R_5; R_3 + R_4$. Резистор R_3 необходим для подстройки датчика по каналу тока якоря.

Недостатком рассмотренного датчика является его низкое быстродействие, определяемое постоянной времени якорной цепи T_a , и при большой величине постоянной времени применение датчика в системе управления электроприводом может оказаться невозможным.

Быстродействующий датчик ЭДС реализуется на основании уравнения (Ж.1), записанного через напряжения обратной связи:

$$u_{\text{оз}}(p) = u_{\text{он}}(p) - u_{\text{от}}(p) \frac{k_{\text{он}} R_a}{k_{\text{от}}} (T_a p + 1). \quad (\text{Ж.8})$$

В этом датчике, в отличие от инерционного, канал по напряжению выполняется безинерционным, а канал по току якоря имеет дифференцирующую составляющую. Структурная схема быстродействующего датчика ЭДС представлена на рис.Ж.3.

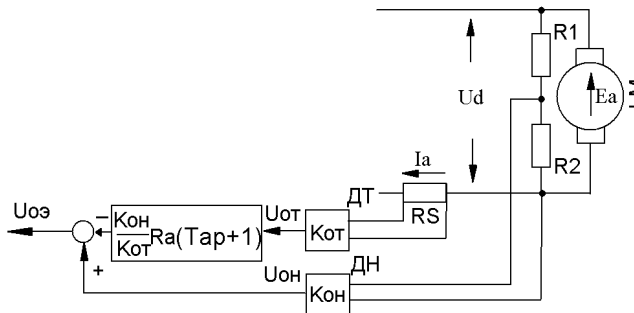


Рис.Ж.3. Структурная схема быстродействующего датчика ЭДС

На основании рис.Ж.3 и уравнения (Ж.8) с учетом помехозащищенности канала дифференцирования напряжения $u_{от}$ разрабатывается принципиальная электрическая схема быстродействующего датчика ЭДС, представленная на рис. Ж.4.

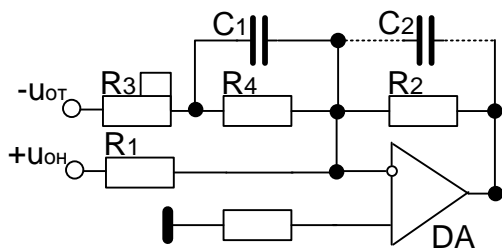


Рис.Ж.4. Принципиальная схема быстродействующего датчика ЭДС

Напряжение на выходе быстродействующего датчика ЭДС (рис.Ж.4) определяется выражением:

$$-u_{o3} = \left(u_{oн} \frac{R_2}{R_1} - u_{oт} \frac{R_2}{R_3 + R_4} \frac{(R_4 C_1 p + 1)}{\left(\frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} C_1 p + 1 \right)} \right) \frac{1}{R_2 C_2 p + 1}.$$

(Ж.9)

На основании уравнений (Ж.8) и (Ж.9) и учета фильтрации выходного напряжения датчика (рис. Ж.4) легко можно получить следующие соотношения:

$$\begin{aligned} R_2/R_1 &= 1; & \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} C_1 &= T_{\phi 1}; \\ R_2/(R_3 + R_4) &= k_{oн} R_a / k_{oт}; & R_2 C_2 &= T_{\phi 2}. \\ R_4 C_1 &= T_a; \end{aligned} \quad (\text{Ж.10})$$

Постоянные времени фильтров $T_{\phi 1}$ (фильтрация напряжения $u_{oт}$) и $T_{\phi 2}$ (фильтрация выходного напряжения датчика u_{o3}) подбираются при наладке датчика и находятся в пределах 1...2 мс.

Задавшись величиной емкости конденсатора C_1 , на основании соотношений (Ж.10) последовательно рассчитываются величины сопротивлений резисторов $R_4; R_3; R_2; R_1$.

Передачная функция датчика ЭДС (рис. Ж.4) соответствует выражению:

$$W_{дз}(p) = \frac{u_{o3}(p)}{E_a(p)} = \frac{k_{o3}}{(T_{\phi 2} p + 1)}.$$

(Ж.11)

Недостатком быстродействующего датчика ЭДС является наличие канала дифференцирования напряжения $u_{oт}$, по которому могут проходить на выход датчика высокочастотные помехи.

Еще одной возможностью реализации датчика ЭДС является применение наблюдающего устройства. Наблюдающие устройства в автоматизированном электроприводе предназначены для вычисления по известным (наблюдаемым) координатам объекта регулирования, координат, непосредственный замер которых невозможен. Наблюдающие устройства строятся по принципу замкнутой системы регулирования, минимизирующей ошибку между вычисленным и фактическим значением координаты. Для этого датчик моделирует фрагмент структурной схемы объекта

регулирования, для которого в качестве входных координат используются первый наблюдаемый параметр и вычисленный (выходной) сигнал датчика. В результате преобразования входных сигналов получается сигнал, равный следующему (второму) наблюдаемому параметру по структурной схеме объекта регулирования, если вычисленный (выходной) сигнал датчика равен фактическому. В случае если выходной сигнал датчика отличается от фактического значения, то второй наблюдаемый параметр и его вычисленное значение будут отличаться на величину ошибки, по которой определяется или корректируется выходной сигнал датчика.

Для реализации датчика ЭДС на базе наблюдающего устройства, уравнение (Ж.1) представляют в интегральном виде:

$$(U_a(p) - E_a(p) - I_a(p)R_a) \frac{1}{T_a p} - I_a(p)R_a = 0. \quad (\text{Ж.12})$$

Запишем уравнение (Ж.12) через напряжения обратных связей, тогда получится следующее уравнение:

$$\begin{aligned} (u_{\text{он}}(p) - u_{\text{оз}}(p) - u_{\text{от}}(p)R_a \frac{k_{\text{он}}}{k_{\text{от}}}) \frac{1}{T_a p} - \\ - u_{\text{от}}(p)R_a \frac{k_{\text{он}}}{k_{\text{от}}} = \Delta u_T = 0 \end{aligned} \quad (\text{Ж.13})$$

Первое слагаемой в выражении (Ж.13) моделирует якорную цепь в структурной схеме электродвигателя постоянного тока, и определяет сигнал, пропорциональный якорному току, который сравнивается с сигналом фактического значения якорного тока. Если выходной сигнал датчика ЭДС $u_{\text{оз}}$ пропорционален ЭДС электродвигателя, то уравнение (Ж.13) будет справедливым. Фактически в процессе работы датчика ЭДС равенство (Ж.13) нарушается, и по величине ошибки Δu_T определяется выходной сигнал датчика ЭДС. Структурная схема датчика ЭДС на базе наблюдающего устройства представлена на рис. Ж.5.

Датчик включает в себя интегратор И, пропорциональное звено с коэффициентом передачи k_y , усиливающее ошибку Δu_T до величины $u_{\text{оз}}$.

В соответствии с рис.Ж5 можно записать следующее выражение:

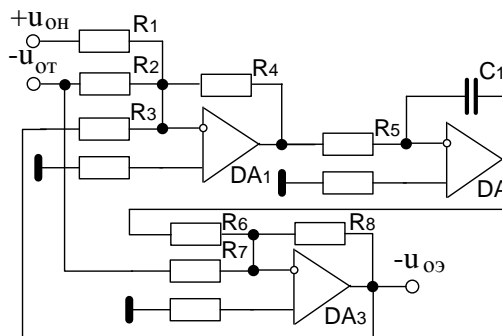


Рис.Ж.6. Принципиальная схема датчика ЭДС на базе наблюдающего устройства

Для схемы, представленной на рис.Ж.6 справедливо следующее выражение:

$$\left(u_{\text{он}} \frac{R_4}{R_1} - u_{\text{оэ}} \frac{R_4}{R_3} - u_{\text{от}} \frac{R_4}{R_2}\right) \frac{R_8/R_6}{R_5 C_1 p} - u_{\text{от}} \frac{R_8}{R_7} = -u_{\text{оэ}}. \quad (\text{Ж.16})$$

Из сопоставления выражений (Ж.14) и (Ж.16) можно получить соотношения для расчета параметров датчика ЭДС:

$$\begin{aligned} \frac{R_4}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} = 1; & \quad \frac{R_4}{R_2} = R_a \frac{k_{\text{он}}}{k_{\text{от}}}; \\ \frac{R_8}{R_6} = k_y; & \quad \frac{R_8}{R_7} = R_a \frac{k_{\text{он}}}{k_{\text{от}}} k_y. \\ R_5 C_1 = T_a; & \end{aligned} \quad (\text{Ж.17})$$

По соотношениям (Ж.17) задавшись величиной емкости конденсатора C_1 рассчитывают величину сопротивления резистора R_5 , задавшись величиной сопротивления резисторов $R_1 = R_3 = R_4$, рассчитывают величину сопротивления резистора R_2 , задавшись величиной сопротивления резистора R_8 , рассчитывают величину сопротивления резисторов R_6 и R_7 .

В схеме рис.Ж.6 на выходе операционного усилителя DA_1 формируется сигнал, пропорциональный первой производной якорного тока, который можно использовать в системе управления электроприводом.

Датчики угла и рассогласования. В качестве датчика угла поворота используют сельсины и вращающиеся трансформаторы [18].

Сельсин – это электрическая микромашина переменного тока, на роторе которой расположена однофазная обмотка (обмотка возбуждения), а на статоре – трехфазная обмотка (обмотка синхронизации). Конструктивно различают сельсины контактные, у которых токосъем осуществляется через щетки и контактные кольца на роторе, и бесконтактные, у которых все обмотки расположены на неподвижном статоре, а изменение магнитного потока в пространстве осуществляется при помощи ротора определенной конструкции с диамагнитной прокладкой.

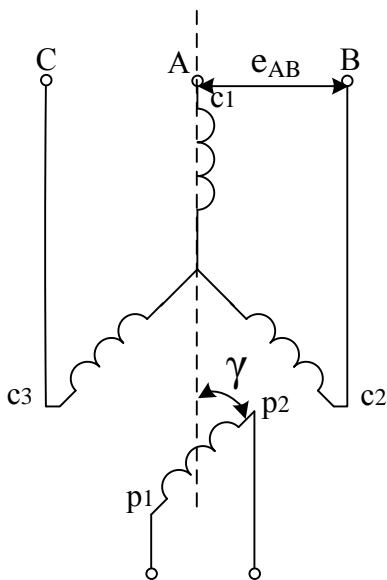


Рис.Ж.7. Схема включения сельсина

На рис.Ж.7 показана схема включения сельсина в **амплитудном** режиме работы. Обмотка возбуждения (роторная обмотка p_1, p_2) получает питание от источника однофазного переменного напряжения:

$$u_B = U_{\text{вм}} \text{Sin}(\omega_c t);$$

где $U_{\text{вм}}$ – амплитудное значение напряжения возбуждения, В;

$\omega_c = 2\pi f_c$ – угловая частота питающей сети, Гц.

Магнитный поток, создаваемый обмоткой возбуждения, действует по оси обмотки возбуждения, которая занимает пространственное положение

относительно оси отсчета (оси фазы А), смещенное за счет поворота ротора на угол γ , пересекает обмотки, расположенные на статоре (c_1, c_2, c_3) и наводит в них фазные ЭДС, изменяющиеся с частотой напряжения воз-

буждения и смещенные друг относительно друга на пространственный угол $2\pi/3$ (120°):

$$\begin{aligned} e_A &= k_T U_{\text{вм}} \text{Cos}(\gamma) \text{Sin}(\omega_c t); \\ e_B &= k_T U_{\text{вм}} \text{Cos}(\gamma - 2\pi/3) \text{Sin}(\omega_c t); \\ e_C &= k_T U_{\text{вм}} \text{Cos}(\gamma - 4\pi/3) \text{Sin}(\omega_c t); \end{aligned} \quad (\text{Ж.18})$$

где $k_T = E_m / E_{\text{вм}} \approx E_m / U_{\text{вм}}$ - коэффициент трансформации между фазной статорной и роторной обмотками при их соосном положении.

Линейная ЭДС определяется разностью соответствующих фазных ЭДС, например, линейная ЭДС e_{AB} будет равна:

$$e_{AB} = e_A - e_B = \sqrt{3} k_T U_{\text{вм}} \text{Sin}\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \text{Sin}(\omega_c t). \quad (\text{Ж.19})$$

В этом случае, при начальном угле поворота $\gamma = 0$, выходная ЭДС $e_{AB} \neq 0$, что приводит к несоответствию между входной и выходной координатами датчика. Для исключения данного несоответствия, начало отсчета угла поворота датчика (угла поворота ротора) перемещают на угол $\pi/3$ в направлении к фазе В поворотом статора сельсина при неподвижном роторе. Тогда в новой системе отсчета (ось отсчета смещена на угол $\theta = \pi/3 - \gamma$) выходная линейная ЭДС e_{AB} определится зависимостью:

$$e_{AB} = \sqrt{3} k_T U_{\text{вм}} \text{Sin}(\theta) \text{Sin}(\omega_c t) = E_{\text{лм}} \text{Sin}(\omega_c t). \quad (\text{Ж.20})$$

Из (Ж.20) видно, что выходная ЭДС e_{AB} изменяется с частотой изменения магнитного потока (частотой питающей сети ω_c), а амплитуда e_{AB} определяется величиной угла поворота ротора θ . Поэтому характеристика управления сельсина (вход – выход) $E_{\text{лм}} = f(\theta)$ в *амплитудном режиме* его работы имеет синусоидальную зависимость:

$$E_{\text{лм}} = \sqrt{3} k_T U_{\text{вм}} \text{Sin}(\theta). \quad (\text{Ж.21})$$

В соответствии с (Ж.21) при изменении угла поворота ротора сельсина от $\theta = -\pi/2$ до $\theta = \pi/2$ амплитуда выходной ЭДС сельсина изменяется от $E_{\text{лм}} = -\sqrt{3}k_r U_{\text{вм}}$ (при фазе $\varphi = 0$) до $E_{\text{лм}} = \sqrt{3}k_r U_{\text{вм}}$ (при фазе $\varphi = \pi$).

На рис. (Ж.8) показана выходная ЭДС сельсина (Ж.20) при различных значениях угла поворота ротора сельсина: 1- при $\theta = \theta_1$, 2- при $\theta = 2\theta_1$ и 3- при $\theta = -\theta_1$.

Как видно из рис.Ж.8, при увеличении угла поворота ротора сельсина в два раза, амплитуда выходной ЭДС также увеличивается в два раза, а при изменении направления угла поворота ротора сельсина, фаза выходной ЭДС изменяется на противоположную.

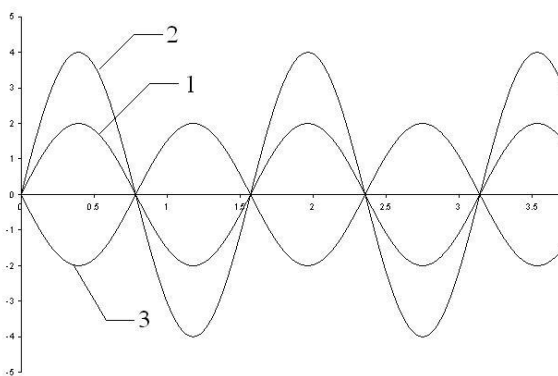


Рис.Ж.8. Изменение выходной ЭДС сельсина при различных углах поворота ротора

Если угол поворота ротора сельсина ограничить величиной $-\pi/3 \leq \theta \leq \pi/3$, то характеристика управления сельсина (Ж.21) практически становится прямолинейной.

Схема включения сельсина- датчика показана на рис.Ж.9. Ротор сельсина сочленяется с валом электродвигателя через **измерительный редуктор** ИР, который ставит в соответствие, например, максимальное линейное перемещение механизма (рабочего органа РО) с максимальным углом поворота ротора сельсина. Таким образом, в исходном положении механизма ротор сельсина-датчика находится в исходном положении, когда $\theta = 0$ и $E_{\text{лм}} = 0$, при максимальном перемещении механизма в одном направлении, ротор сельсина повернется на максимальный угол

$\theta = \theta_{\max}$ при котором $E_{\text{лм}} = \max$; при максимальном перемещении механизма в противоположном от исходного направлении, ротор сельсина повернется на угол $\theta = -\theta_{\max}$, при котором $E_{\text{лм}} = -\max$.

Для получения напряжения постоянного тока, пропорционального углу поворота ротора сельсина (перемещению механизма), применяют фазовыпрямляющее устройство (ФВУ), величина выходного напряжения которого $U_{\text{оп}}$ зависит от амплитуды переменного входного напряжения, а полярность выходного напряжения определяется фазой входного напряжения (рис.Ж.9). Таким образом, по величине напряжения $U_{\text{оп}}$ с выхода ФВУ можно судить о величине линейного перемещения механизма, а по полярности $U_{\text{оп}}$ – о направлении перемещения от исходного положения. Выходное напряжение ФВУ $U_{\text{оп}}$ может применяться в качестве напряжения обратной связи по положению механизма в позиционной СУЭП.

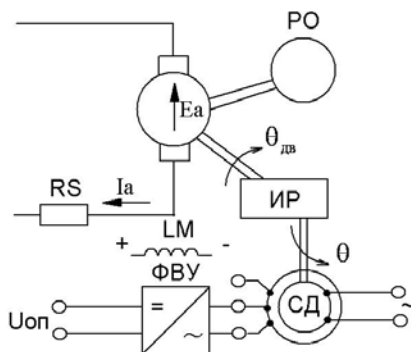


Рис.Ж.9. Схема включения сельсина- датчика

В режиме *фазовращателя* трехфазная обмотка статора сельсина получает питание от источника трехфазного напряжения с неизменной амплитудой и частотой. Образующееся вращающееся магнитное поле в любой фиксированной точке статора, удаленной от оси отсчета (оси фазы А) на угол φ характеризуется величиной магнитного потока, равной:

$$\Phi = \Phi_m \cos(\omega_c t - \varphi). \quad (\text{Ж.22})$$

Следовательно, в обмотке ротора, ось которой сдвинута на угол $\theta = \varphi$ относительно начала отсчета, магнитным потоком Φ (Ж.22) будет наведена ЭДС, величина которой описывается выражением:

$$e_{\text{вых}} = \frac{3 E_{1m}}{2 k_r} \cos(\omega_c t - \varphi) = \frac{3 E_{1m}}{2 k_r} \cos(\omega_c t - \theta), \quad (\text{Ж.23})$$

где E_{1m} - амплитуда фазной ЭДС статора сельсина.

Из (Ж.23) очевидно, что характеристика управления сельсина в режиме **фазовращателя** (вход – выход) определяется равенством $\varphi = \theta$ и является линейной. Это говорит о том, что при повороте ротора сельсина на определенный угол θ , точно на такой же угол изменится фаза выходного напряжения сельсина φ , снимаемого с обмотки ротора, при неизменной величине амплитуды выходного напряжения.

Трансформаторный режим работы сельсинов. Схема включения сельсинов в трансформаторном режиме работы представлена на рис.Ж.10.

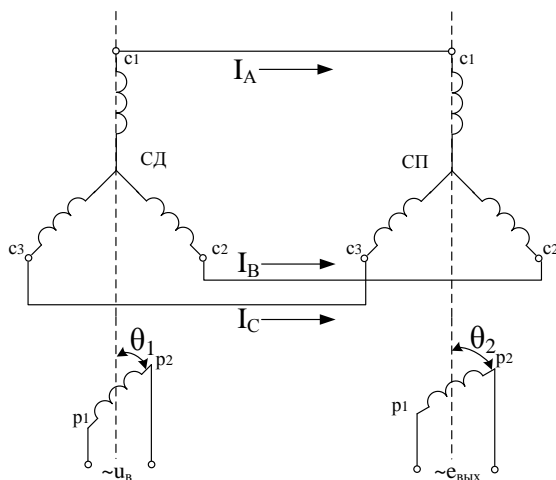


Рис.Ж.10. Схема включения сельсинов в трансформаторном режиме работы

В этой схеме обмотка возбуждения сельсина - датчика (СД) получает питание от сети однофазного переменного тока $\sim u_B$, статорные обмотки сельсинов соединены между собой. Роторная обмотка сельсина - приемника (СП) является выходной обмоткой, в которой индуцируется выходная переменная ЭДС $e_{\text{вых}}$, изменяющаяся с частотой напряжения возбуждения $\sim u_B$.

Магнитный поток, создаваемый обмоткой возбуждения СД, пересекает обмотки синхронизации СД и наводит в них ЭДС, смещенные относительно друг друга на угол $2\pi/3$:

$$\begin{aligned} e_A &= k_T U_{\text{вм}} \text{Cos}(\theta_1) \text{Sin}(\omega_c t); \\ e_B &= k_T U_{\text{вм}} \text{Cos}(\theta_1 - 2\pi/3) \text{Sin}(\omega_c t); \\ e_C &= k_T U_{\text{вм}} \text{Cos}(\theta_1 - 4\pi/3) \text{Sin}(\omega_c t). \end{aligned} \quad (\text{Ж.24})$$

Под действием ЭДС (Ж.24) в цепях обмоток синхронизации начнут протекать токи, амплитудные значения которых определяются зависимостями:

$$\begin{aligned} I_{\text{Am}} &= \frac{k_T U_{\text{вм}}}{2Z} \text{Cos}(\theta_1); \\ I_{\text{Bm}} &= \frac{k_T U_{\text{вм}}}{2Z} \text{Cos}(\theta_1 - 2\pi/3); \\ I_{\text{Cm}} &= \frac{k_T U_{\text{вм}}}{2Z} \text{Cos}(\theta_1 - 4\pi/3), \end{aligned} \quad (\text{Ж.25})$$

где Z - полное сопротивление обмотки синхронизации сельсина, Ом.

Токи (Ж.25), протекая по обмоткам синхронизации СП, образуют результирующее магнитное поле, которое пересекает обмотку ротора СП и индуцирует в ней выходную ЭДС $e_{\text{вых}}$, амплитуду которой можно представить в виде суммы ЭДС:

$$\begin{aligned} E_{\text{выхм}} &= E'_{\text{Авыхм}} + E'_{\text{Ввыхм}} + E'_{\text{Свыхм}}; \\ E'_{\text{Авыхм}} &= k_I I_{\text{Am}} \text{Cos}(\theta_2); \\ E'_{\text{Ввыхм}} &= k_I I_{\text{Bm}} \text{Cos}(\theta_2 - 2\pi/3); \\ E'_{\text{Свыхм}} &= k_I I_{\text{Cm}} \text{Cos}(\theta_2 - 4\pi/3), \end{aligned} \quad (\text{Ж.26})$$

где $E'_{\text{выхAm}}$, $E'_{\text{выхBm}}$, $E'_{\text{выхCm}}$ - амплитуды составляющих выходной ЭДС, наведенные токами (Ж.25) I_{Am} , I_{Bm} , I_{Cm} , соответственно, В;

k_I - коэффициент пропорциональности между ЭДС и током.

С учетом (Ж.25) и (Ж.26) для выходной ЭДС будет справедливо следующее выражение:

$$E_{\text{выхн}} = k_1 \frac{k_T U_{\text{вм}}}{2Z} (\text{Cos}(\theta_1)\text{Cos}(\theta_2) + \text{Cos}(\theta_1 - 2\pi/3)\text{Cos}(\theta_2 - 2\pi/3) + \text{Cos}(\theta_1 - 2\pi/3)\text{Cos}(\theta_2 - 2\pi/3)),$$

которое после несложных преобразований принимает вид:

$$E_{\text{выхн}} = \frac{3}{2} k_1 \frac{k_T U_{\text{вм}}}{2Z} \text{Cos}(\theta_1 - \theta_2). \quad (\text{Ж.27})$$

Как видно из (Ж.27) амплитуда выходной ЭДС зависит от разности углов поворота роторов сельсинов $\theta_1 - \theta_2 = \Delta\theta$, т.е. от рассогласованного положения роторов сельсинов, и при рассогласовании $\Delta\theta = 0$ получается максимальное значение амплитуды выходной ЭДС, что не соответствует характеристике управления датчика, когда нулевому значению входного сигнала ставится в соответствие нулевое значение выходного сигнала. Если за согласованное состояние СД и СП принять взаимно перпендикулярное положение осей роторных обмоток, то в этом случае в новой системе отсчета $\theta_1 - \theta_2 + \pi/2$ характеристика управления датчика рассогласования $E_{\text{выхн}} = f(\Delta\theta)$ примет вид:

$$E_{\text{выхн}} = \frac{3}{2} k_1 \frac{k_T U_{\text{вм}}}{2Z} \text{Sin}(\theta_1 - \theta_2) = k_{\text{др}} \text{Sin}(\Delta\theta), \quad (\text{Ж.28})$$

где $k_{\text{др}}$ - коэффициент передачи датчика рассогласования, В/град(рад);

$\Delta\theta = \theta_1 - \theta_2$ - рассогласование углов поворота роторов сельсинов, град (рад).

Для получения напряжения постоянного тока, используемого в качестве сигнала в СУЭП, роторная обмотка СП подключается к ФВУ, на выходе которого будет сформировано напряжение постоянного тока, величина которого будет определяться амплитудой $E_{\text{выхн}}$, а полярность – фазой φ выходной ЭДС, т.е. знаком угла рассогласования (фаза $\varphi = 0$ при $\Delta\theta > 0$ и $\varphi = \pi$ при $\Delta\theta < 0$).

Если ротор СД использовать как устройство задания угла поворота, а ротор СП сочленить через измерительный редуктор с валом исполнительного электродвигателя, то при равенстве углов положения роторов СД и СП амплитуда выходной ЭДС будет равна нулю и будет равно нулю выходное напряжение ФВУ, что соответствует исходному положению. Если ротор сельсина СД повернуть на какой-то угол $\theta_{СД} = \theta_1$, появится отличное от нуля рассогласование $\Delta\theta \neq 0$ и отличная от нуля амплитуда выходной ЭДС и, следовательно, отличное от нуля выходное напряжение ФВУ. Выходное напряжение ФВУ можно подать на вход СУЭП, что приведет к вращению исполнительного электродвигателя и повороту ротора СП. Как только ротор СП повернется на угол $\theta_{СП} = \theta_1 = \theta_{СД}$, то в этом случае станет равным нулю рассогласование ($\Delta\theta = 0$), станет равным нулю амплитуда выходной ЭДС и напряжение с выхода ФВУ, что приведет к остановке электродвигателя. Таким образом, исполнительный механизм повернулся на заданный угол (пример работы следящей системы управления). Технические данные бесконтактных сельсинов приведены в табл. Ж.1.

Таблица Ж.1

Технические параметры бесконтактных сельсинов

Параметр / Тип	БД-1404	БД-1404Б	БД-1501	БС-1405	БС-1405Б
Назначение сельсина	Датчик	Датчик	Датчик	Приемник	Приемник
Напряжение питания, В	110	110	110	110	110
Частота питающей сети, Гц	50	50	50/60	50	50
Потребляемая мощность, Вт	16,5	15	28/27	2,5	2,5
Макс. напряжение синхронизации, В	51	150	55/57	-	-
Масса, кг	1,25	1,2	4,15	1,25	1,2

Вращающийся трансформатор – это двухфазная микромашина переменного тока, на неявнополюсных статоре и роторе которой имеются по две взаимно перпендикулярных обмотки (обмотка возбуждения и квадратурная на статоре, синусная и косинусная на роторе). Схема включения вращающегося трансформатора (ВТ) показана на рис.Ж.11.

В *амплитудном режиме* работы ВТ обмотка возбуждения, расположенная по оси α , получает питание от сети переменного тока с частотой ω_c : $u_B = U_{вм} \text{Sin}(\omega_c t)$.

Образующееся магнитное поле в разомкнутых обмотках ротора наводит ЭДС, амплитуды которых являются функциями угла поворота ротора ВТ (косинусная обмотка расположена по оси d , а синусная – по оси q):

$$\begin{aligned} E_{dm} &= k_r U_{вм} \text{Cos}(\theta) = E_m \text{Cos}(\theta); \\ E_{qm} &= k_r U_{вм} \text{Sin}(\theta) = E_m \text{Sin}(\theta), \end{aligned} \quad (\text{Ж.29})$$

где k_r - коэффициент трансформации между обмоткой возбуждения и каждой роторной обмоткой при их соосном положении.

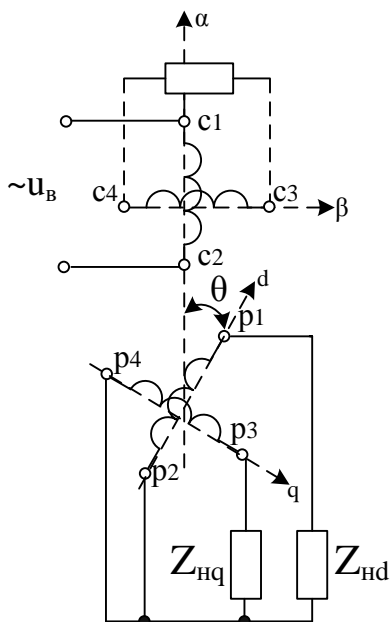


Рис. Ж.11. Схема включения вращающегося трансформатора в амплитудном режиме

Характеристики управления ВТ (Ж.29) претерпевают значительные искажения в режиме нагрузки, когда роторные обмотки ВТ включены на нагрузочные сопротивления Z_{hd} , Z_{hq} , то по ним протекают токи, вызывающие искажение магнитного потока и характеристик управления. Для устранения этого явления необходимо выполнить следующее усло-

вие: $Z_{нд} = Z_{нq}$ (так называемое вторичное симметрирование ВТ), при этом полностью устраняются искажения характеристик управления ВТ в режиме нагрузки. Если по условиям эксплуатации невозможно выполнить равенство $Z_{нд} = Z_{нq}$, используют первичное симметрирование ВТ, при котором реакция по оси β компенсируется замыканием накоротко квадратурной обмотки. Полная компенсация реакции якоря по оси β имеет место при условии равенства сопротивлений контуров обмотки возбуждения и квадратурной обмотки.

Таким образом, при работе ВТ в амплитудном режиме работы, при повороте ротора на угол θ , изменяется амплитуда выходной ЭДС роторных обмоток при постоянном значении фазы ($\varphi = 0$ или $\varphi = \pi$).

В режиме **фазовращателя** обмотки статора получают питание от источника двухфазного напряжения. Образующееся при этом круговое поле наводит ЭДС в обмотке ротора, фаза которой линейно изменяется при повороте ротора. Данный режим можно получить в более простой схеме с использованием источника однофазного напряжения (рис.Ж.12), при выполнении следующих условий:

$X_C = 1/(\omega_c C) = R$; сопротивление обмотки ротора $Z_p \ll R$; сопротивление нагрузки $Z_n \gg R$.

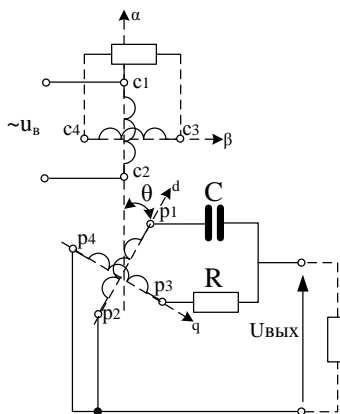


Рис. Ж.12. Схема включения ВТ в режиме фазовращателя

При подключении обмотки возбуждения к напряжению в обмотках ротора наводятся ЭДС:

$$\begin{aligned} e_{pd} &= E_m \cos(\theta) \sin(\omega_c t); \\ e_{pq} &= E_m \sin(\theta) \sin(\omega_c t), \end{aligned} \quad \text{где}$$

$$E_m = k_T U_{вм}.$$

Выходное напряжение вращающегося трансформатора будет определяться следующим выражением:

$$U_{\text{вых}} = \frac{\sqrt{2}}{2} k_T U_{\text{вм}} \sin(\omega_c t + \theta) \quad (\text{Ж.30})$$

Таким образом, при $U_{\text{вм}} = \text{const}$ и вращении ротора амплитуда выходного напряжения $U_{\text{вых}} = \frac{\sqrt{2}}{2} k_r U_{\text{вм}} = \text{const}$, а фаза равна углу поворота, при этом *характеристика управления* ВТ имеет вид: $\varphi = \theta$.

С применением ВТ также можно реализовать датчик угла рассогласования. В этом случае обмотка возбуждения ВТ- датчика получает питание от сети однофазного переменного тока, роторные цепи ВТ – датчика и ВТ – приемника соединяют между собой, а в роторной обмотке ВТ – приемника наводится выходная ЭДС, амплитуда которой пропорциональна синусу разности углов поворота роторов ВТ, а фаза - определяется знаком разности углов поворота роторов.

ВТ превосходят по классам точности сельсины, поэтому их применяют в тех случаях, когда требуется более точное измерение угловой координаты.

Датчик скорости. В курсовом проекте основным датчиком скорости является тахогенератор постоянного тока (ТГ). Технические характеристики тахогенераторов, применяемых в промышленности, приведены в приложении В. Для исключения искажения характеристики управления тахогенератора на высоких скоростях вращения, выбор тахогенератора производится исходя из выполнения следующего условия:

$$n_{\text{нтг}} \geq n_{\text{махдв}},$$

где $n_{\text{нтг}}$ – номинальная скорость вращения тахогенератора, об/мин;

$n_{\text{махдв}}$ – максимальная скорость вращения электродвигателя по технологическим условиям, об/мин.

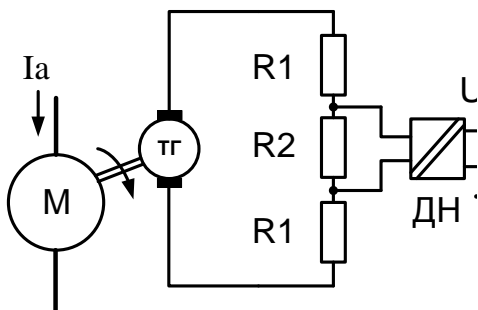


Рис. Ж.13. Формирование обратной связи по скорости

На рис.Ж.13 показана схема формирования напряжения обратной связи по скорости вращения электродвигателя. Тахогенератор сочленен с валом электродвигателя М, напряжение ТГ поступает на делитель напряжения, выполненный на резисторах R1 и R2, падение напряжения на резисторе R2,

пропорциональное скорости вращения электродвигателя, через датчик напряжения (гальваническая развязка) подается в систему управления электроприводом (напряжение обратной связи по скорости U_{oc}).

Предположим, что электродвигатель имеет максимальную скорость вращения 1000 об/мин. Тогда по таблице В2 (приложение В) выбирается тахогенератор ПТ-32/1 с номинальной скоростью вращения 1200 об/мин, номинальный ток – 0,5 А. Рассчитывается напряжение тахогенератора при максимальной скорости вращения электродвигателя по соотношению:

$$U_{ТГ1000} = \frac{U_{НТГ} n_{\max дв}}{n_{НТГ}}$$

$U_{ТГ1000} = 230 * 1000 / 1200 = 192$ В. Для обеспечения протекания номинального тока якоря ТГ (защита от помех), величина сопротивления резисторов в якорной цепи ТГ, должна быть равна: $R = U_{ТГ1000} / I_{НТГ} = 192 / 0,5 = 384$ Ом. Падение напряжения на резисторе R2 при протекании номинального тока ТГ (при максимальной скорости вращения) не должно превышать 10 В. Исходя из этого условия, рассчитывается величина сопротивления резистора R2: $R_2 = U_{oc\max} / I_{НТГ} = 10 / 0,5 = 20$ Ом. Мощность, рассеиваемая на R2, равна $P_{R2} = I_{НТГ}^2 * R_2 = 0,5^2 * 20 = 5$ Вт. Сопротивление одного резистора R1 будет равна: $R_1 = (R - R_2) / 2 = (384 - 20) / 2 \approx 180$ Ом. Мощность, рассеиваемая на резисторе R1, равна $P_{R1} = I_{НТГ}^2 * R_1 = 0,5^2 * 180 = 45$ Вт. Можно выбрать 4 резистора R1 сопротивлением 360 Ом рассеиваемой мощностью 25 Вт и включить их по два параллельно. В этом случае габариты делителя станут меньше.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Стандарт организации. Курсовой проект (работа): структура, содержание, общие правила выполнения и оформления. СМК – О – СМГТУ-42-09 от 25 ноября 2009 г.
2. Системы автоматизированного управления электроприводами: учеб. пособие/Г. И. Гульков, Ю. Н. Петренко, Е. П. Раткевич, О. Л. Симоненкова; под. общ. ред. Ю. Н. Петренко.- 2-е изд., испр. и доп.- Минск: Новое знание, 2007.-394с. : ил.
3. Терехов В. М. Системы управления электроприводов: Учебник для студ. высш. учеб. заведений /В. М. Терехов; О. И. Осипов; под ред. В. М. Терехова.- М.: Изд. центр «Академия», 2005.-305 с.
4. Фомин Н. В. Системы управления электроприводов: учеб. пособие /Н. В. Фомин.- Магнитогорск: Изд-во Магнитогорск. гос. техн. ун-та им. Г. И. Носова, 2012.-293 с.
5. Фомин Н. В. Системы подчиненного регулирования координат в электроприводах постоянного тока: Учеб. пособие. Маг.: Изд-во Магнитогорск. гос. техн. ун-та им. Г. И. Носова, 2010, 199 с.
6. Онищенко Г.Б., Аксенов М.И., Грехов В.П. и др. Автоматизированный электропривод промышленных установок. –М.: РАСХН, 2001. –520 с.
7. Шрейнер Р. Т. Системы подчиненного регулирования электроприводов Часть 1: Учеб. Пособие для вузов: Изд-во Урал. Гос. Проф. –пед. Ун-та, 1997. –279 с.
8. Яуре А. Г., Певзнер Е. М. Крановый электропривод: Справочник.-М.: Энергоатомиздат, 1985.-344 с.
9. Алексеев Ю. В., Рабинович А. А. Краново - металлургические и экскаваторные двигатели постоянного тока: Справочник.-М.: Энергоатомиздат, 1985.- 168 с.
10. Вешеневский С. Н. Характеристики двигателей в электроприводе. – М.: Энергия, 1977.-432 с.
11. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами.-Л.: Энергоиздат, 1982. –392 с.
12. Перельмутер В.М., Сидоренко В.А. Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока.- Киев, 1988. – 304 с.
13. Евзеров И.Х., Горобец А.С., Мошкович Б.И. и др. Комплектные тиристорные электроприводы. Справочник. –М.: Энергоатомиздат, 1988. –319 с.
14. Справочник по автоматизированному электроприводе. / Под ред. В.А. Елисеева и А.В. Шинянского. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 616 с.

15. Справочник по наладке электрооборудования промышленных предприятий/ Под ред. М.Г. Зименкова, Г.В. Розенберга, Е.М. Феськова. – М.: Энергоиздат, 1983. – 480 с.
16. Вейнгер А. М., Караман В. В., Тартаковский Ю. С. и др. Проектирование электроприводов. Справочник. – Свердловск: Среднеуральское книжное изд-во, 1980. – 160с.
17. Решмин Б. И., Ямпольский Д. С. Проектирование и наладка систем подчиненного регулирования электроприводов. – М.: Энергия, 1975.- 184 с.
18. Терехов, В. М. Элементы автоматизированного электропривода /В. М. Терехов. – М. : Энергоатомиздат, 1987. – 224 с.
19. www.uetm.ru
20. www.ingener.info

Учебное текстовое электронное издание

Фомин Николай Владимирович

**СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ.
КУРСОВОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ**

Учебное пособие

Издается полностью в авторской редакции

1,4 Мб

1 электрон. опт. диск

г. Магнитогорск, 2014 год

ФГБОУ ВПО «МГТУ»

Адрес: 455000, Россия, Челябинская область, г. Магнитогорск,
пр. Ленина 38

ФГБОУ ВПО «Магнитогорский государственный
технический университет им. Г.И. Носова»

Кафедра автоматизированного электропривода и мехатроники

Центр электронных образовательных ресурсов и

дистанционных образовательных технологий

e-mail: ceor_dot@mail.ru