

## СОДЕРЖАНИЕ

1	ВВОДНАЯ ЧАСТЬ .....	3
1.1	Общие понятия, структурная схема АЭП .....	3
1.2	Историческая справка .....	4
1.3	Задачи, решаемые АЭП .....	4
1.4	Функции, выполняемые АЭП .....	5
1.5	Электрические схемы .....	5
2	РАЗОМКНУТЫЕ РЕЛЕЙНО-КОНТАКТОРНЫЕ СИСТЕМЫ АЭП .....	8
2.1	Краткая характеристика релейно-контакторных систем АЭП .....	8
2.2	Принципы автоматического управления процессами пуска, торможения, реверса .....	8
2.3	Управление в функции времени .....	9
2.4	Управление в функции скорости .....	12
2.5	Управление в функции тока .....	14
2.6	Управление в функции пути .....	16
2.7	Типовые схемы автоматического управления СД .....	17
2.8	Электрические защиты в релейно-контакторных системах АЭП до 1000 В .....	20
2.9	Блокировки в системах АЭП .....	27
2.10	Сигнализация в системах АЭП .....	28
2.11	Станции управления .....	29
3	ЭЛЕМЕНТЫ ЗАМКНУТЫХ СИСТЕМ АЭП ПОСТОЯННОГО ТОКА .....	36
3.1	ДПТ как элемент замкнутой САР .....	36
3.2	Силовые преобразователи, как элемент САР .....	44
3.3	Регуляторы .....	59
3.4	Датчики .....	71
3.5	Задатчики регулируемых величин .....	79
4	ЗАМКНУТЫЕ ОДНОКОНТУРНЫЕ СИСТЕМЫ АЭП ПОСТОЯННОГО ТОКА .....	81
4.1	Статические характеристики одноконтурной системы АЭП с отрицательной обратной связью по напряжению .....	81
4.2	Статические характеристики одноконтурной системы АЭП с обратной связью по току .....	83
4.3	Статические характеристики одноконтурной системы АЭП с отрицательной обратной связью по скорости .....	85
4.4	Статические характеристики двухконтурной системы АЭП с отрицательной обратной связью по скорости и отсечкой по току .....	87
4.5	Статические характеристики двухконтурной системы АЭП с отрицательной обратной связью по напряжению и положительной обратной связью по току .....	88

4.6	Статические характеристики одноконтурной системы АЭП с отрицательной обратной связью по скорости и упреждающим токовым ограничением.....	89
5	<b>ЗАМКНУТЫЕ СИСТЕМЫ АЭП СТАБИЛИЗАЦИИ СКОРОСТИ</b> .....	91
5.1	Оптимизация контуров регулирования.....	91
5.2	Принципы построения многоконтурных АЭП .....	102
5.3	Однозонный ЭП с подчиненным регулированием параметров с обратной связью по скорости .....	103
5.4	Однозонный ЭП с обратной связью по ЭДС.....	121
5.5	Стабилизация тока возбуждения в однозонных системах АЭП.....	127
5.6	Двухзонный АЭП с подчиненным регулированием параметров.....	129
6	<b>СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ АЭП</b> .....	141
6.1	Структурная схема и режимы работы позиционной системы АЭП.....	141
6.2	Оптимизация контура положения для режима малых перемещений .....	142
6.3	Аналоговая позиционная система АЭП.....	144
6.4	Оптимизация контура положения при расчете системы в относительных единицах для режима малых перемещений.....	145
6.5	Оптимизация контура положения для режима средних перемещений .....	147
6.6	Режим больших перемещений .....	151
6.7	Применение параболического регулятора положения.....	151
7	<b>АДАПТИВНЫЕ СИСТЕМЫ АЭП</b> .....	154
7.1	Беспоисковые адаптивные АЭП .....	154
7.2	Особенности поисковых адаптивных АЭП .....	164
8	<b>КОМПЛЕКТНЫЙ ТИРИСТОРНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД НА БАЗЕ БТУ 3601</b> .....	166
8.1	Общие сведения о системе .....	166
8.2	Тиристорный преобразователь .....	166
8.3	Система регулирования .....	169
9	<b>ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА</b> .....	172
9.1	Краткий обзор систем АЭП переменного тока .....	172
9.2	АЭП переменного тока на базе вентильного двигателя.....	173

# 1 ВВОДНАЯ ЧАСТЬ

## 1.1 Общие понятия, структурная схема АЭП

ЭП – электромеханическая система, преобразующая электрическую энергию в механическую.

Управление (У) – организация процесса преобразования энергии, которое обеспечивает в статике и динамике нужную характеристику.

Автоматическое управление (АУ) – управление, осуществляемое без участия оператора.

Автоматическое управляющее устройство (АУУ) – совокупность средств, обеспечивающих автоматическое управление приводом.

Автоматизированный электропривод (АЭП) – ЭП с АУУ

АЭП = ЭП + АУУ

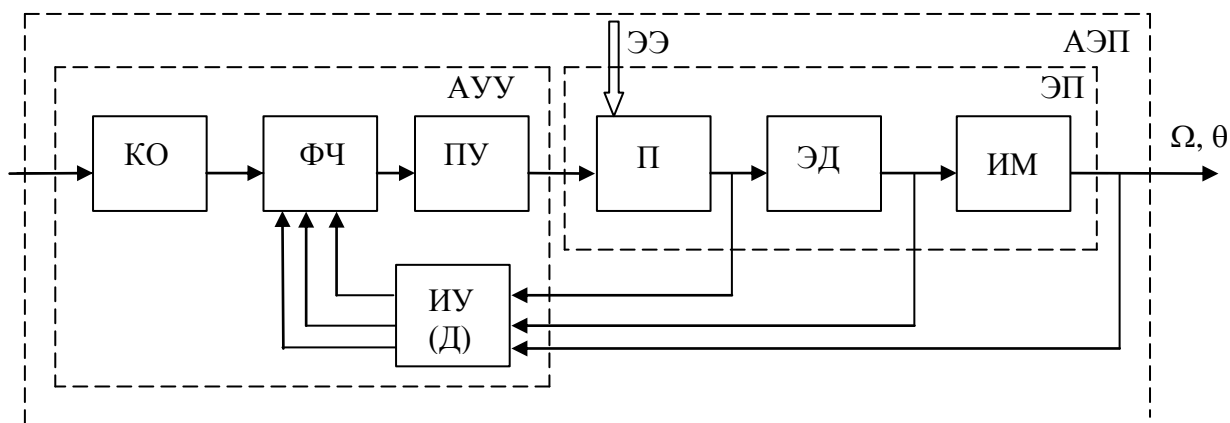


Рисунок 1.1

Обобщенная структурная схема представлена на рисунке 1.1, где приведены следующие обозначения:

ЭЭ – электроэнергия.

ЭП: ЭД – электродвигатель – основная часть электропривода; ИМ – исполнительный механизм; П – преобразователь – преобразует энергию сети в электроэнергию с номинальными параметрами. С помощью него осуществляется управление потоком энергии, подводимой к двигателю.

АУУ: КО – командный орган – служит для преобразования командных сигналов в электрические сигналы, которые удобны для обработки другими звеньями ЭП; ФЧ – функциональная часть; АУУ – преобразует командные сигналы, формирует требуемый процесс управления (сюда входят все регуляторы, имеющиеся в системе); ИУ (Д) – измерительные устройства (датчики) – измеряют контролируемые параметры (как электрические, так и не электрические) и преобразуют их в электрические сигналы; ПУ – промежуточный усилитель.

## 1.2 Историческая справка

ЭП	{	1800 г – элемент вольта (вольтов столб); 1834 г – первый двигатель А.С. Якоби; 1838 г – первый электропривод. Якоби поставил двигатель на свою яхту;
АЭП	{	1800 г – первое промышленное применение – на военных кораблях; 1890 г – на промышленных предприятиях; 1920 г – появились реле, контакторы и прочая элементная база АУУ; 1930 г – промышленное применение ЭП – система Генератор –Двигатель (ГД); 1940 г – АЭП с электромашинными усилителями и появились силовые машинные усилители; 1950 г – появился ионный ЭП (на ртутных вентилях, инертроны, театроны); 1960 г – появились тиристоры, а, следовательно, тиристорный АЭП; 1990 г – IGBT транзисторы – гибриды, у которых на входе – полевой транзистор, на выходе – биполярный.

## 1.3 Задачи, решаемые АЭП

Задачи, решаемые АЭП, в соответствии с рисунком 1.2, зависят от характера входного сигнала  $x(t)$  и его соответствия требуемому закону изменения выходного сигнала  $y(t)$ .

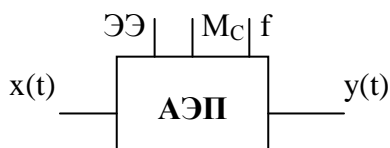


Рисунок 1.2

1. Формирование требуемого закона изменения выходного сигнала в переходных режимах. Эта задача решается, когда входной сигнал прикладывается скачком и определяет либо конечное значение регулируемой величины, либо является просто командой на пуск, торможение, реверс и т.д.

$Y(t)=f_1\{x(t)\}$ , где  $f_1$  – функция зависимости от допустимых токов двигателя, ускорения, температуры и т.д.

2. Поддержание с некоторой точностью в статике и динамике соответствия между выходной величиной и задающим воздействием. Задача решается, когда  $x(t)$  является желаемым законом изменения  $y(t)$ .

$y(t)=kx(t)$  – такое соответствие выдерживать достаточно сложно, т.к.:

1) действуют возмущения (изменения момента на валу, напряжения питающей сети, температуры и т.д.);

2) имеется инерционность элементов АУУ и ЭП;

3) имеется неустойчивость параметров звеньев;

4) ограниченная чувствительность звеньев;

5) неоднозначность элементов (гистерезис).

3. Оптимизация процесса изменения выходной регулируемой величины при изменении задающего воздействия в соответствии с принятыми критериями качества.

$Y(t)=f_2[x(t)]$ , где  $f_2$  – определяется принятым критерием, например, быстродействием, колебательностью, потерями.

## 1.4 Функции, выполняемые АЭП

1. Управление процессами пуска, торможения, реверса (функции управления). Эту функцию могут выполнять разомкнутые системы АЭП. В процессе управления осуществляется грубый контроль за током. Жесткость механических характеристик хуже естественных. К настоящему моменту это самая распространенная группа АЭП.

2. Стабилизация заданной величины (ток, скорость, положение, мощность и т.д.) (функция стабилизации). Эту функцию может выполнить только замкнутая система АЭП. Основная регулируемая величина – та, по которой замыкается главная обратная связь.

3. Слежение за вводимыми в систему изменяющимися входными сигналами (функция слежения). Эта задача может быть выполнена только в замкнутых системах. Современная следящая система, как правило, трехконтурная.

4. Выбор целесообразных режимов работы АЭП (функция адаптации). Задача может быть выполнена в замкнутых системах.

Кроме основных функций, система АЭП выполняет еще и дополнительные:

1) защита электродвигателя и оборудования от к.з., перегрузок по току, по напряжению и т.д.;

2) блокировка, которая обеспечивает определенную последовательность операций и исключая аварийные режимы;

3) сигнализация.

## 1.5 Электрические схемы

Системы ЭП изображают на чертежах в виде схем. Схемы могут быть электрические, кинематические, строительные.

Виды электрических схем:

1) Функциональные

2) Структурные

3) Принципиальные

4) Монтажные

а) Внутренние

б) Внешние

5) Схемы подключения

6) Схемы расположения

7) Общие

8) Комбинированные.

### 1) Функциональная схема (рисунок 1.3)

Определяет функциональную связь всех элементов, разъясняет процессы, протекающие в отдельных частях и в ЭП в целом. Функциональные элементы изображаются на функциональной схеме в виде условных графических обозначений. Графическое построение схемы должно давать наиболее наглядное представление о системе.

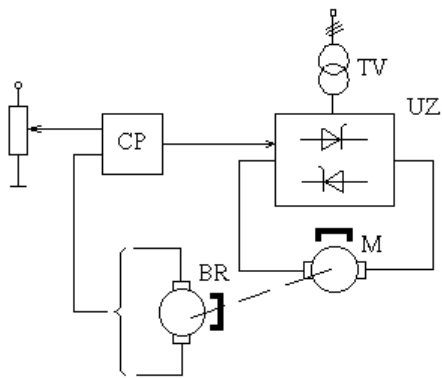


Рисунок 1.3

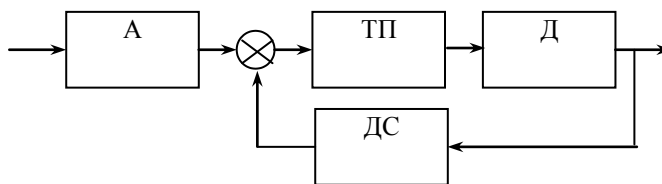


Рисунок 1.4

## 2) Структурная схема (рисунок 1.4)

Определяет основные функциональные части системы, их назначение и взаимодействие. Структурная и функциональная схемы разрабатываются при проектировании на стадии, предшествующей разработке принципиальной схемы. Функциональные элементы на структурной схеме изображают в виде прямоугольника с порядковым номером, передаточной функцией, графиком переходной функции и т.д. Структурные схемы нужны при анализе и синтезе систем.

## 3) Принципиальная

Определяет полный состав элементов установки. Элементы на принципиальной схеме обозначаются в виде условных графических обозначений в соответствии с ГОСТом. Сложные элементы на принципиальных схемах, не имеющих принципиального значения, можно обозначить прямоугольником. Основное требование при разработке принципиальных схем – наглядность цепи протекания тока, для чего используется разнесенный способ размещения условных графических изображений элементов. Буквенно-цифровое обозначение элементов проставляется по возможности справа или над элементом. Силовые электрические схемы можно изображать утолщенными линиями. Контакты электрического аппарата изображают на схеме при отключенном состоянии ЭА (при обесточенной катушке, при отсутствии механического воздействия (на кнопки)).

Принципиальные схемы являются основой для составления монтажных и других схем, а также для наладки и ремонта.

## 4) Монтажная

Внутренние соединения – показывают реальное положение элементов и принципиальной схемы, их соединения и кабели, которыми отделяются эти соединения. Чертят элементы в соответствии с их геометрией расположения. Схема применяется наладке и ремонте.

## 5) Схема подключений

Показывает внешнее подключение данной системы составных частей ЭП между собой и с другим оборудованием.

## 6) Схема расположения

Определяет относительное расположение частей ЭП на технологической установке и вне нее.

## **7) Общая схема**

Схема для группы ЭП, например, схема линии подачи.

## **8) Комбинированные**

На такой схеме изображены элементы электрооборудования вместе с элементами гидравлики, пневматики и пр.

## 2 РАЗОМКНУТЫЕ РЕЛЕЙНО-КОНТАКТОРНЫЕ СИСТЕМЫ АЭП

### 2.1 Краткая характеристика релейно-контакторных систем АЭП

В настоящее время эти системы составляют более 80% от всех систем АЭП. Обычно в статике в этих системах двигатель подключен непосредственно к питающей сети, т.е. только аппаратура для организации процессов пуска, торможения (контакторы, реле, тиристорные преобразователи).

Схемы управления таких АЭП конструктивно оформляют в виде станций управления. В схемах станций должны быть типовые узлы управления и электроавтоматические защиты и блокировки.

### 2.2 Принципы автоматического управления процессами пуска, торможения, реверса

В разомкнутых системах АЭП для пуска двигателей и асинхронных двигателей с фазным ротором должен быть реостатный способ, который позволяет быстро пустить (остановить) двигатель и ограничить броски тока. Схема ДПТ НВ и диаграмма сигналов при двухступенчатом пуске приведены на рисунках 2.1 и 2.2. Из диаграммы видно, что переключение ступеней реостата должно происходить в определенные моменты времени ( $t_1$ ,  $t_2$ ), при достижении определенной скорости ( $\Omega_1$ ,  $\Omega_2$ ) или при снижении тока якоря до определенного значения ( $I_2$ ), отсюда три способа управления:

- 1) управление в функции времени  $f(t)$ ;
- 2) управление в функции скорости  $f(\Omega)$ ;
- 3) управление в функции тока  $f(I)$ .

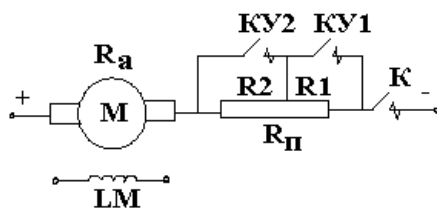


Рисунок 2.1

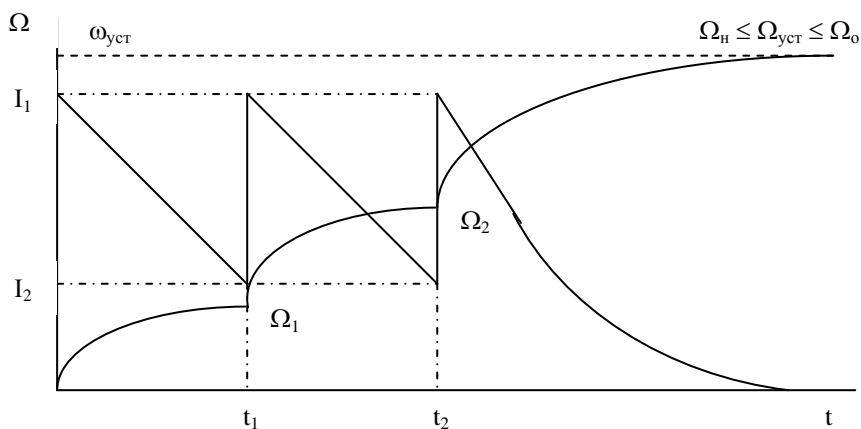


Рисунок 2.2



## 2.3 Управление в функции времени

Для его реализации нужна аппаратура, контролирующая время (реле времени). Реле времени настраивается на отсчетный период заданных установок, по истечении которых включаются контакторы ускорения, шунтирующие ступени пускового реостата.

### 2.3.1 Схема пуска ДПТ

Типовой узел, обеспечивающий пуск ДПТ НВ в функции времени приведен на рисунке 2.3.

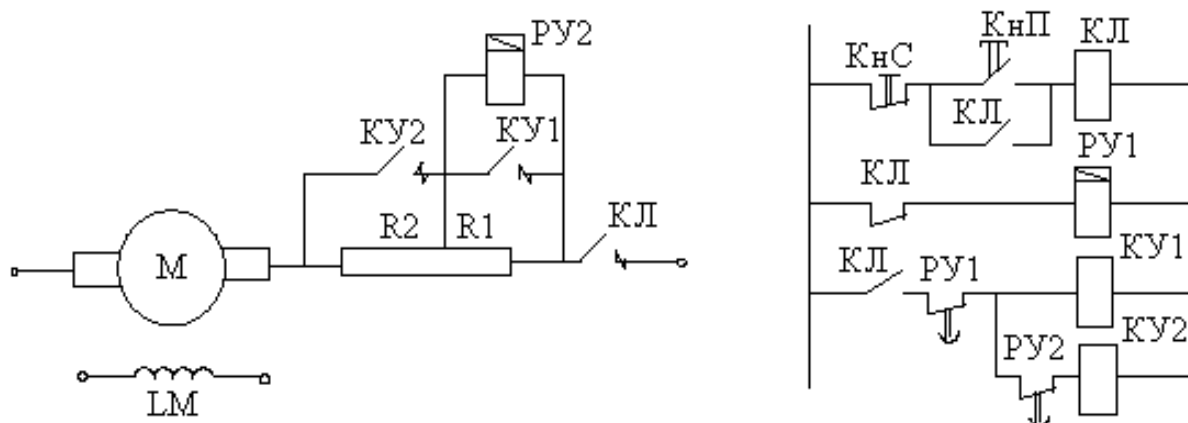


Рисунок 2.3

Рассматривая схему, отвечаем на 7 вопросов:

- 1) Назначение схемы (название).
- 2) Состав схемы (перечислить элементы силовой цепи и цепи управления).
- 3) Исходное состояние системы.
- 4) Работа схемы (при подаче командного сигнала).
- 5) Установившийся режим.
- 6) Диаграммы сигналов во времени, поясняющие процесс пуска.
- 7) Иллюстрация работы схемы на механических характеристиках.

1) См. название схемы.

2) М – двигатель постоянного тока; R1, R2 – ступени пускового реостата; КУ1, КУ2, КЛ – контакторы ускорения и линейный контактор; РВ1, РВ2 – реле времени с отсчетом уставки при отключенной катушке; КнС, КнП – кнопки Стоп, Пуск (SB1 SB2).

3) Исходное состояние: при подаче питания в силовой схеме ОБ будет под током, а в схеме управления будет включена катушка реле ускорения РВ1.

4) Работа схемы

При нажатии КнП включается линейный контактор КЛ, при этом замыкается его главный (силовой) контакт в цепи якоря двигателя, замыкаются блок-контакты, параллельные пусковой кнопке, а в цепи катушки контакторов ускорения, и размыкается контакт в цепи реле времени РВ1. При этом происходит подключение двигателя к шинам питания и идет разгон двигателя по первой искусственной характеристике. Катушка КЛ встает на самопитание, подготавливается к включению цепь контакторов ускорения КУ1, КУ2, начинается отсчет уставки РВ1. При этом

также от броска пускового тока включается РУ2, которое размыкает мгновенно свой контакт в цепи КУ2.

В момент времени  $t = t_{уст} РУ1$ , включается КУ1, силовой контакт которого шунтирует первую ступень пускового реостата (двигатель переходит на искусственную характеристику (2) (см. рисунок 2.4), начинается отсчет уставки РУ2.

В момент времени  $t = t_{уст} РУ1 + t_{уст} РУ2$  – включается КУ2, шунтируется вторая ступень, двигатель переходит на естественную характеристику, разгон по которой продолжается до точки, соответствующий моменту сопротивления.

- 5) Установившийся режим – будет на естественной характеристике.
- 6) Динамика пуска отражена на рисунке 2.2.
- 7) Иллюстрация работы схемы на механических характеристиках – рисунок 2.4.

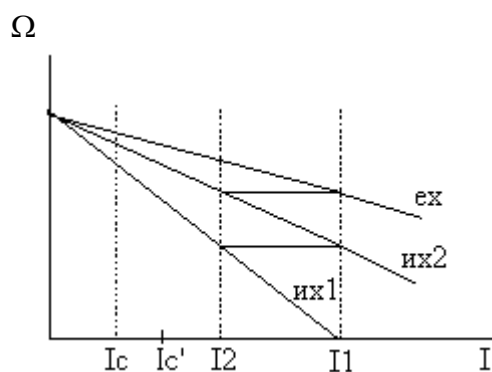


Рисунок 2.4

Достоинства схемы:

- простота и надежность аппаратуры;
- удобство регулирования уставок;
- возможность использования однотипных реле времени для ЭД разной мощности;
- инвариантность времени пуска от  $M_c$  и момента инерции  $J$   
 $t_n \neq f(M_c, J)$ ;
- отсутствует задержка пуска на промежуточной ступени (что исключает перегорание пусковых сопротивлений).

Недостатки:

- при реализации 4-го и 5-го достоинств возможно срабатывание защиты;
- при моменте на валу больше расчетного переход на искусственную характеристику (2) и естественную характеристику будет сопровождаться большими бросками тока. При этом момент двигателя увеличивается, а динамический момент не изменится ( $I_c^1$ );
- при моменте на валу меньше расчетного переход на искусственную и естественную характеристики будет при меньших бросках тока, т.е. двигатель будет работать с меньшим моментом, но динамический момент не изменится ( $I_c^1$ ).

### 2.3.2 Схема пуска АД с ФР

Типовая схема пуска АД с фазным ротором в функции времени и механические характеристики представлены на рисунке 2.5.

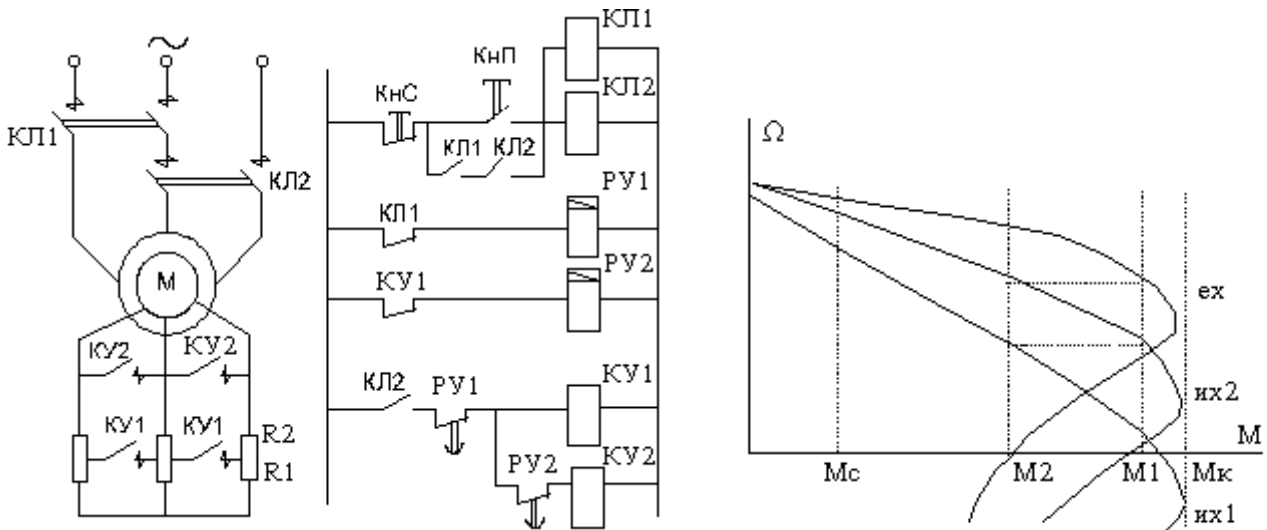


Рисунок 2.5

Особенность схемы: используется аппаратура схемы управления на постоянном токе, что применяется в ответственных системах ЭП, либо при большой частоте включений в час (1000 вкл/час). Для подключения трехфазной сети используются два линейных контактора, у которых только по два главных (силовых) контакта.

### 2.3.3 Типовой узел для ДТ ДПТ НВ

Типовая схема управления ДПТ НВ в режиме динамического торможения приведена на рисунке 2.6, где приняты обозначения: КДТ, РДТ – контактор и реле динамического торможения.

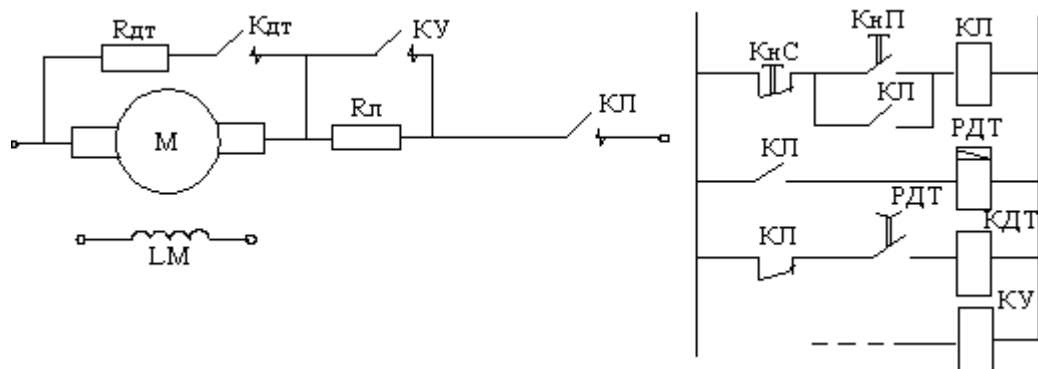


Рисунок 2.6

Работа схемы: при нажатии на КнС ( $t=0$ ) отключается КЛ, двигатель отключается от питающей сети. Отключается РДТ и начинается отсчет уставки времени динамического торможения. Включается КДТ, силовой контакт которого шунтирует якорь двигателя резистором  $R_{дт}$  ( $R_{дт} \approx R_{п}$ ). Ток двигателя меняет направление и начинается динамическое торможение.

$t = t_{дт}$  – двигатель затормозится ( $\Omega = 0$ ), но в схеме ничего не произошло;

$t = t_y$  – отключается КДТ, якорь двигателя будет расшунтирован;  $t_y^{РДТ} \geq t_{дт}$ .

При активном  $M_c$  на двигатель должен быть наложен механический тормоз для исключения смены направления вращения.

Механические характеристики, диаграммы токов и скорости во времени представлены на рисунке 2.7.

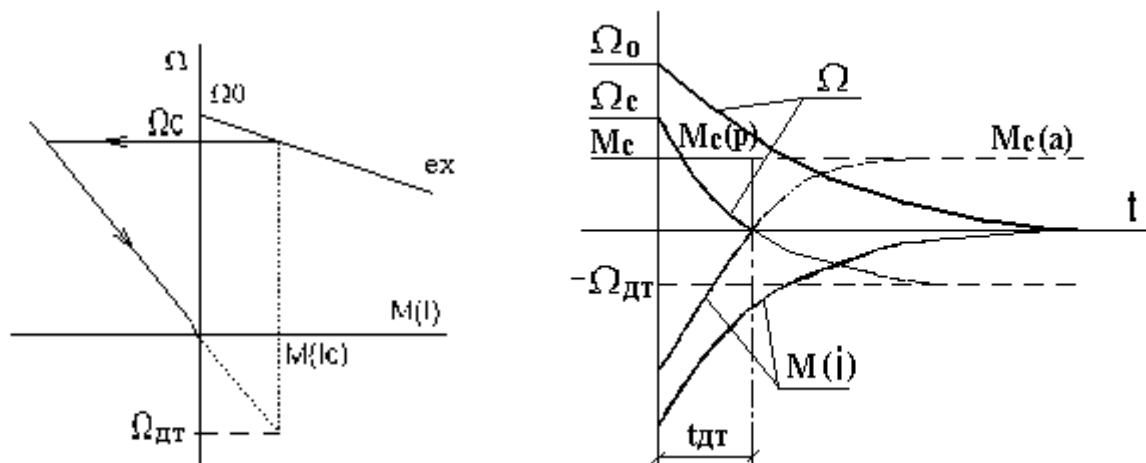


Рисунок 2.7

## 2.4 Управление в функции скорости

Для реализации этого способа требуется аппаратура, контролирующая скорость непосредственно или косвенно. Чаще контролируется косвенно по напряжению на якоре, по величине ЭДС ротора, по частоте тока ротора. Управление идет в функции  $U_{я}$ ,  $E_p$ ,  $f_p$ ,  $s$ , но все в рамках функции скорости.

### 2.4.1 Схема пуска ДПТ

Типовая схема пуска ДПТ в функции скорости представлена на рисунке 2.8, где приняты обозначения: М – двигатель постоянного тока; R1, R2 – ступени пускового реостата; КУ1, КУ2, КЛ – контакторы ускорения и линейный контактор; РУ1, РУ2 – реле времени с отсчетом уставки; R3 – дополнительное сопротивление для изменения уставки реле РУ2; КнС, КнП – кнопки Стоп, Пуск (SB1 SB2).

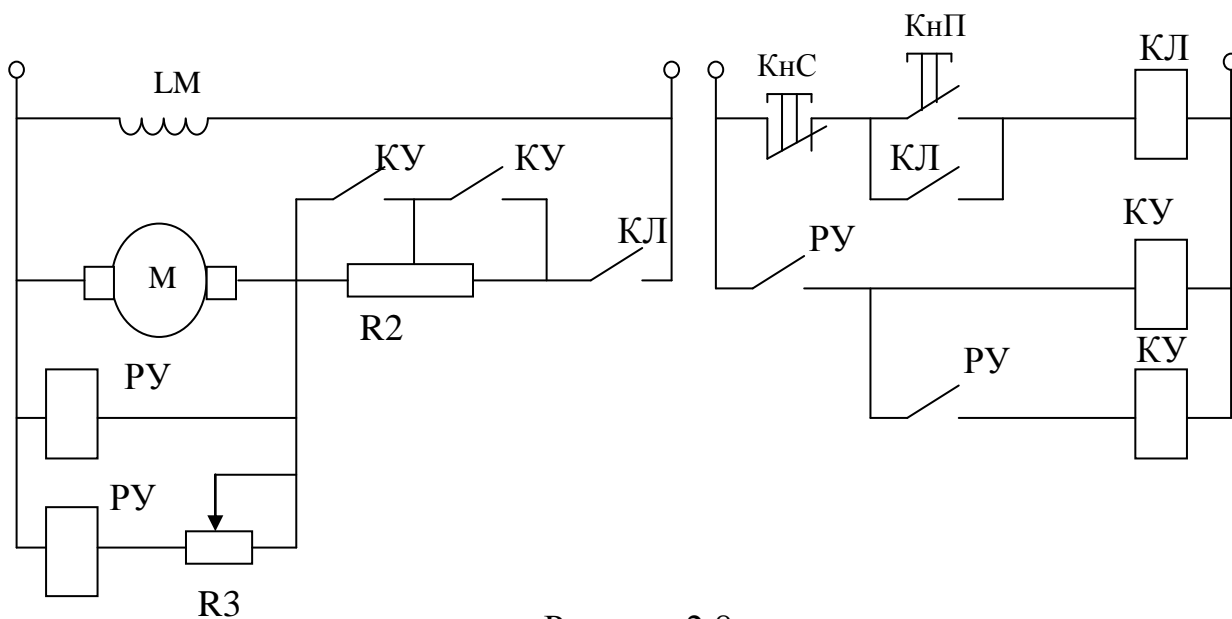


Рисунок 2.8

Механические характеристики и диаграммы токов, скорости и напряжения во времени представлены на рисунке 2.9.

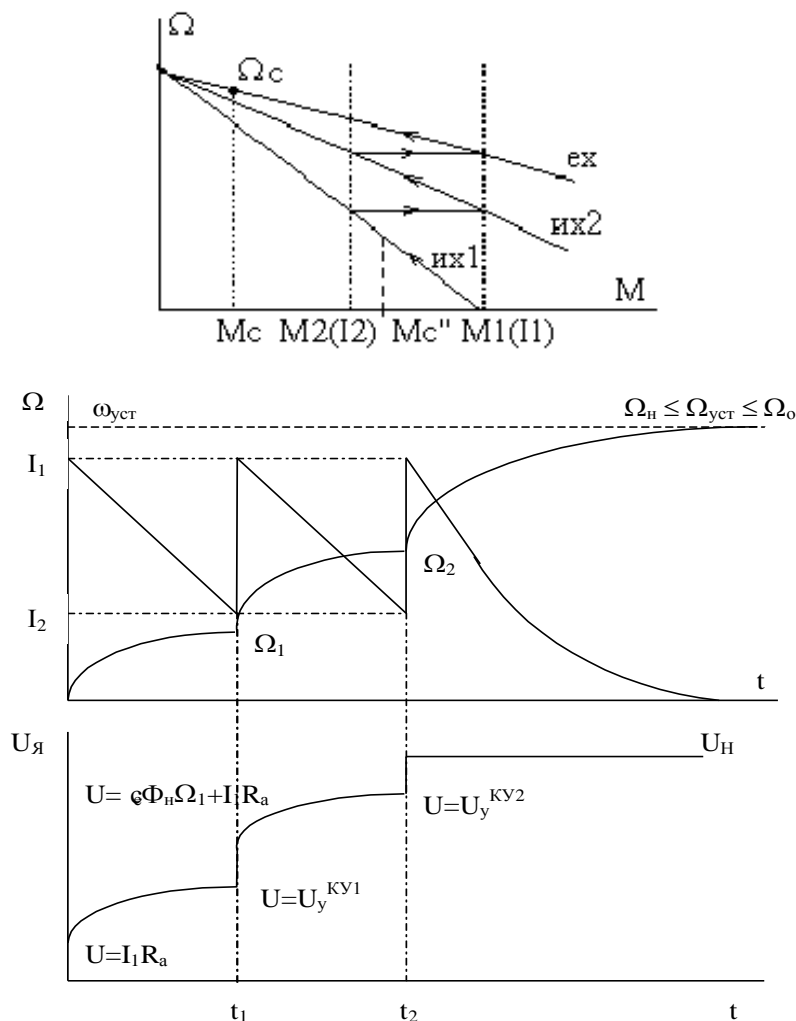


Рисунок 2.9

Достоинства схемы:

- простота схемного решения;
- возможность применения однопровольных реле напряжения для двигателей разной мощности, но с одинаковым напряжением сети;

Недостатки:

- трудность настройки КУ на разные напряжения срабатывания;
- $t_{\text{п}} = f(M_{\text{с}}, J)$ ;
- возможна задержка пуска на промежуточной ступени и перегрев пускового резистора ( $M_{\text{с}}' > M_{\text{с}}$ ). При моменте  $M_{\text{с}}' > M_{\text{с}}$  двигатель остается работать на искусственной характеристике (установившийся режим).

#### 2.4.2 Типовой узел для торможения противовключением АД с КЗ

Чаще управление в функции скорости применяют для организации торможения противовключением АД с КЗ ротором.

Схема торможения противовключением АД с КЗ ротором приведена на рисунке 2.10, где приняты обозначения: РКС – реле контроля скорости (SR);  $\Omega_{\text{уст}}^{\text{PKC}} = (0,03 - 0,05)\Omega_0$ .

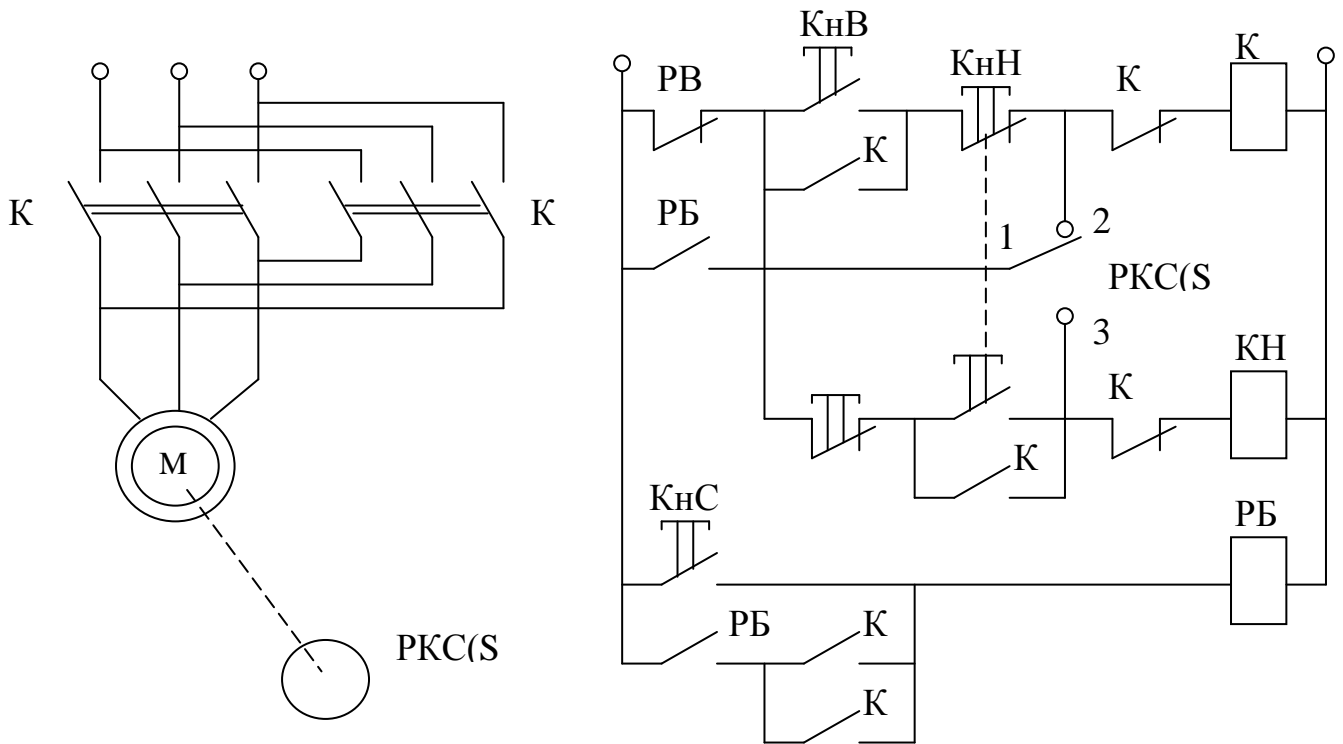


Рисунок 2.10

Вращение вперед –  $\Omega > \Omega_{уст}^{РКС}$  замыкается 1..3; вращение назад –  $\Omega > \Omega_{уст}^{РКС}$  замыкается 1..2; КВ, КН – контакторы вперед и назад; РБ – реле блокировочное (вводит в действие РКС только при нажатии КнС).

Исходное состояние: включен контактор КВ.

Работа схемы: для останова двигателя следует кратковременно нажать КнС. Включается РБ и контактор противоположного направления вращения, меняется чередование фаз статора электродвигателя, следовательно, двигатель переходит в режим торможения противовключением, которое происходит до тех пор, пока не разомкнутся контакты РКС (при  $\Omega = 0$ ).

Для реверса двигателя КнС нажимать не надо. Достаточно нажать кнопку противоположного направления. Электродвигатель перейдет в режим торможения противовключением, а затем разгонится в противоположном направлении.

## 2.5 Управление в функции тока

Для организации этого способа необходимы электрические аппараты, контролирующие ток – реле тока, которые при определенных значениях тока вводят или выводят сопротивления из силовых цепей. Для повышения точности (уменьшения колебаний) тока используют реле с высоким коэффициентом возврата:

$$K_B = I_{отп} / I_{сп} \rightarrow 1.$$

Токовое реле в процессе регулирования тока вибрирует с частотой 10 – 20 Гц. Способ применяется редко, наиболее распространен в приводах постоянного тока с двухзонным регулированием скорости (регулирование скорости во второй зоне за счет ослабления поля двигателя).

### 2.5.1 Схема пуска ДПТ НВ

Типовой узел, реализующий управление в функции тока представлен на рисунке 2.11, где приняты обозначения:  $R_{II} = R_2 + R_1$ ; РУП – реле управления полем;  $R_{ВД}$  – введенное сопротивление, от которого зависит скорость во 2-ой зоне.

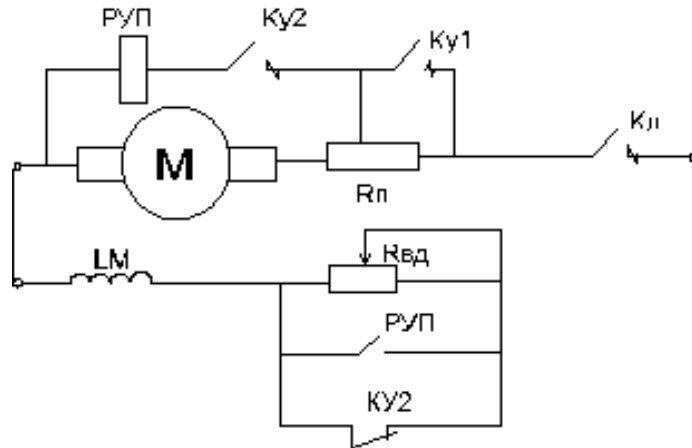


Рисунок 2.11

Реально  $I_{отп}^{руп} = I_{сп}^{руп}$ ,  $T_{вз} = L_B / R_{вз}$ .

$T_{вз}$  при уменьшении потока –  $T_{вз} = L_B / (R_{вз} + R_{ВД})$ .  $T_{вз}$  при увеличении потока –  $T_{вз} = L_B / (R_B)$ , то есть ослабление потока идет с большей интенсивностью, чем увеличение (см. рисунок 2.12).

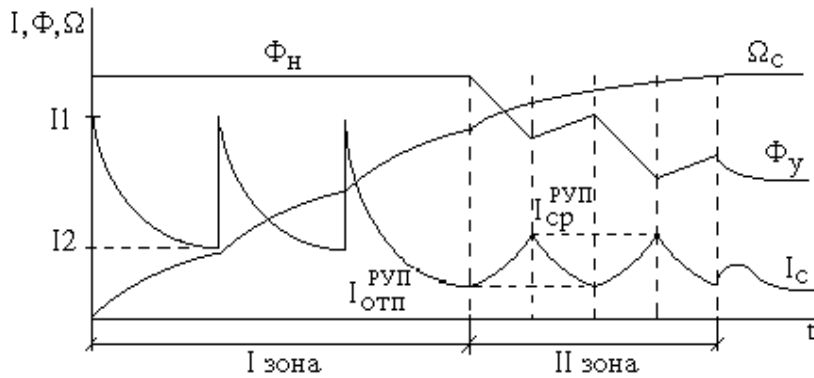


Рисунок 2.12

При выходе двигателя во вторую зону регулирования скорости нагрузка на валу двигателя уменьшается. При скорости во 2 зоне  $\Omega_{с(2)} = 2\Omega_{н}$  статический момент равен  $M_c = M_n / 2$  (см. рисунок 2.13).

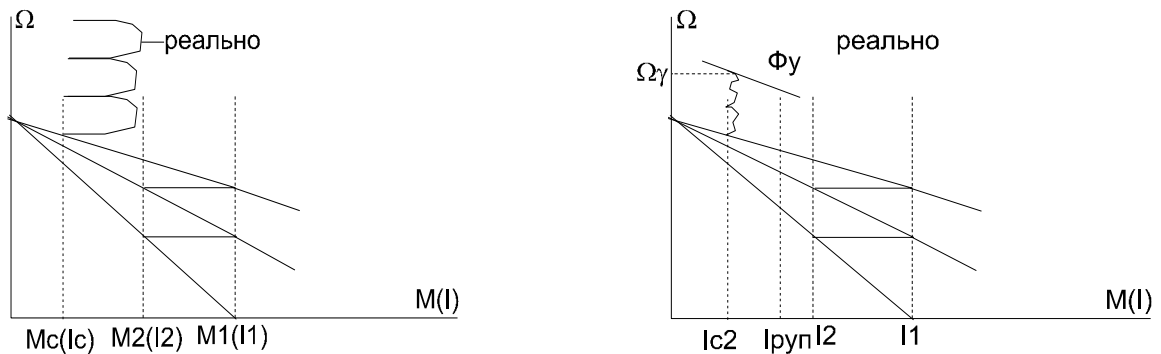


Рисунок 2.13

При  $M_C = \text{const}$   $M_C(1) = C_M I_C(1) \Phi_H = M_C(2) = C_M I_C(2) \Phi_Y$ , откуда следует  $I_C(2) = I_C(1) \Phi_H / \Phi_Y$ ;  $i_{я} = (U_H - C_e \Phi_H \Omega) / R_a$ .

При уменьшении поля поток ослабляется в большей степени, чем увеличивается  $\Omega$ , поэтому ток якоря растет. При увеличении поля ток якоря растет.

Работа схемы: данный узел начинает работать после включения контактора КУ2, т.е. при выходе двигателя на ЕХ. От броска тока срабатывает РУП и вновь шунтирует  $R_{ВД}$  (до этого оно шунтировалось контактором КУ2). Разгон продолжается на ЕХ до момента времени, когда ток якоря станет равным току отпускания РУП. Реле РУП выключается, в цепь обмотки возбуждения вводится  $R_{ВД}$ , происходит ослабление поля, ток якоря увеличивается. При токе якоря равным току срабатывания РУП оно (РУП) зашунтирует  $R_{ВД}$ , поле электродвигателя начнет увеличиваться, но значительно медленнее, ток якоря начнет уменьшаться.

Процесс повторится несколько десятков раз, пока поле выйдет на  $\Phi_Y$ , которое соответствует определенному положению движка  $R_{ВД}$ .

В мощных системах АЭП РУП включает свой контактор управления полем (КУП), который вызывает включение и отключение добавочного сопротивления. При резком изменении положения движка  $R_{ВД}$  также будет идти вибрационное управление, т.е. управление функцией тока.

Достоинства: простота реализации метода.

Недостатки:

- для каждого электродвигателя нужен свой электрический аппарат (РУП);
- время пуска является функцией  $M_C$  и момента инерции.

## 2.6 Управление в функции пути

Это чисто технологическое управление, для реализации которого необходимы электрические аппараты, контролирующие путь (конечные или путевые выключатели), которые в определенном положении подвижных частей механизма вызывает пуск, реверс, останов, переход на малую скорость и т.д.

### 2.6.1 Схема автоматизации возвратно-поступательного движения АД с КЗ ротором

Схема автоматизации возвратно-поступательного движения представлена на рисунке 2.14, где приняты обозначения: SQ1, SQ2 – конечные выключатели.

Применяется в продольно-строгальных станках и шлифовальных станках.

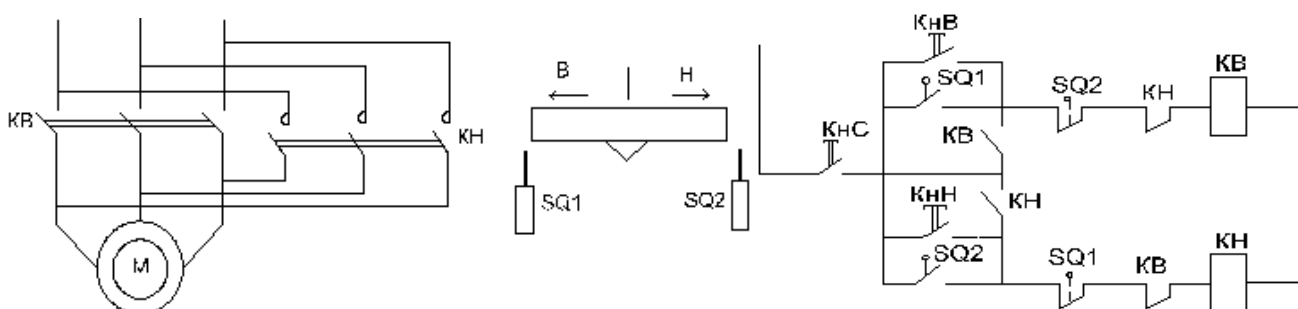


Рисунок 2.14



**Таблица 2.1 Способы управления и область применения**

Функция	Аппаратура управления	Область применения
f(t)	1) Реле времени на постоянном и переменном токе 2) Пневматические реле	1) Пуск АД, ДПТ 2) Динамическое торможение
f(Ω)	1) Реле напряжения 2) Реле контроля скорости	1) Пуск ДПТ на х.х. в одну ступень 2) Торможение противовключением АД с к.з. ротором 3) Пуск с синхронизацией СД
f(I)	Реле тока	1) Двухзонный ЭП постоянного тока ( $\Phi < \Phi_H$ ) 2) Пуск с синхронизацией СД
f(S)	Конечные выключатели	1) Автоматизация возвратно-поступательного движения 2) Защитные путевые блокировки

## 2.7 Типовые схемы автоматического управления СД

Традиционной областью применения СД является АЭП большой мощности, как правило, не регулируемые с продольным режимом работы. Существенными достоинствами СД являются:

- самый высокий КПД;
- СД имеют 500 ВТ и выше;
- СД могут выполнять функцию компенсаторов реактивной мощности (работать как с потреблением, так и с отдачей реактивной мощности).

Учитывая, что режим работы СД длительный, поэтому требуется аппаратура, обеспечивающая пуск. Торможение этих двигателей, в основном, на выбеге, в редких случаях динамическое.

Пуск СД – асинхронизированный, для чего на ротор закладывается специальная пусковая обмотка в виде беличьей клетки, рассчитанная на кратковременный режим работы. Эта обмотка также выполняет демпферную функцию при разно-переменных нагрузках. Особенностью пуска СД является то обстоятельство, что нужно не только подключить статор, но и в определенный момент подать напряжение на обмотку возбуждения.

А: По способу подключения статора пуск бывает:

1) Прямой пуск – на статор сразу подается  $U_{СТ} = U_H$ .

2) Пуск при пониженном напряжении  $U_{СТ} < U_H$

а) резисторный пуск (при  $P_{дв} < 400$  кВт,  $U_H < 1000$ В);

б) реакторный  $U > 1000$  В,  $P_H > 1$ МВт;

в) автотрансформаторный  $U > 1000$  В,  $P_H > 1$ МВт.

Б: По способу подключения обмотки возбуждения:

1) с глухоподключенным возбудителем;

2) с подключением возбуждения (возбудителя) на подсинхронной скорости  $\omega_{ПС} = 0.95\omega_0$

а)  $U_C < U_H$ ;

б)  $U_C = U_H$ .

Если позволяет двигатель и питающая сеть, то применяют способ пуска (1а+1б) либо (1а+2б).  $U_C < (5-10)\% U_H$  – посадки в сети от броска пускового тока. В остальных случаях применяют (2а+2б).

2а – легкий пуск ( $P < 0,4P_H$ ); 2б – тяжелый пуск ( $P > 0,4P_H$ ).

### 2.7.1 Схема прямого пуска с глухоподключенным возбудителем

Схема прямого пуска с глухоподключенным возбудителем представлена на рисунке 2.15, где приняты обозначения: М1 – синхронный двигатель; М2 – электромашинный возбудитель (генератор постоянного тока с параллельным возбуждением на  $\Omega = \Omega_{ПС}$ ).

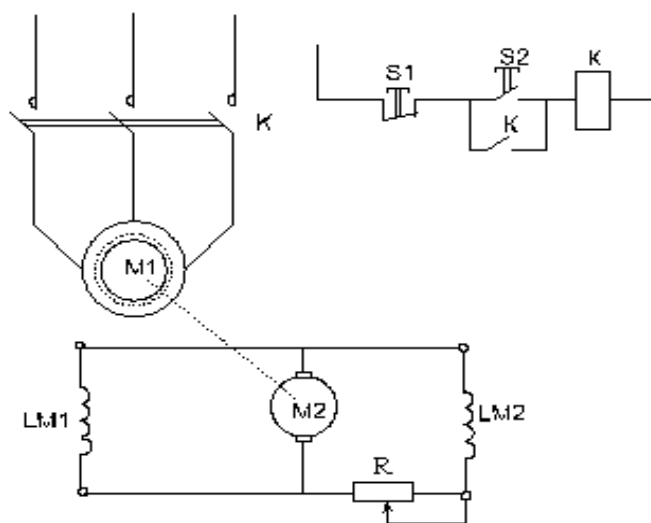


Рисунок 2.15

Работа схемы: при нажатии S2 замыкается контакт контактора К, статор подключается к сети. Начинается асинхронизированный пуск СД. На подсинхронной скорости ( $\Omega_{ПС}$ ) напряжения возбудителя оказывается достаточно для вхождения синхронного двигателя в синхронизм.

В тихоходных машинах возбудитель соединен с СД через повышающую клиноремennую передачу, либо приводится во вращение от специального гонного двигателя.

Т.к. СД, как правило, рассчитан на длительный режим, силовые контакты выпускаются с двумя катушками и защелкой.

Недостаток схемы: постоянно включенная катушка контактора.

В настоящее время применяют более современную схему управления при той же силовой схеме.

### 2.7.2 Схема управления СД с применением ключа управления

Схема управления СД с применением ключа управления представлена на рисунке 2.16, где приняты обозначения: К – реле защиты – включается при срабатывании первичной защиты; К1, К2, К3 – первичная защита; Кн1 – автоматическое (аварийное отключение); Кн2 – кнопка деблокировки защит; НЛ1, НЛ2 – световая сигнализация об отключенном и включенном состоянии СД.

Диаграмма состояний ключа управления приведена в таблице 2.1.

Таблица 2.2 Диаграмма состояний ключа управления

Положение ключа	← 45°	→ 0° ←	→ 45°
1 – 2		X	X
3 – 4		X	X
5 – 6	X	X	
7 – 8		X	X
9 – 10			X
11 – 12	X		

Примечание – X – включенное состояние цепи.

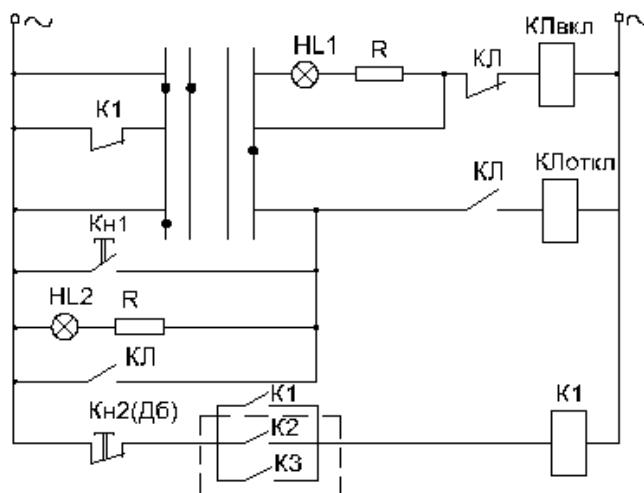


Рисунок 2.16

В исходном состоянии включена HL1, сигнализирующая об отключенном состоянии КЛ. При повороте ключа S вправо на 45° замыкается цепь 9–10 этого ключа и при отсутствии включенных защит получает питание соленоид КЛ на включение. После включения КЛ питание катушки КЛ соленоида на включение прекращается, т.к. размыкается блок-контакт линейного контактора КЛ его цепи. Включается сигнальная лампа HL2, сигнализирующая о включенном состоянии контактора (токи сигнальных ламп очень малы и не могут вызвать включения или отключения линейного контактора КЛ). Аварийное отключение осуществляется нажатием Кн1, деблокировка защит – Кн2.

### 2.7.3 Схема пуска СД с подачей возбуждения в функции скорости

Схема пуска СД с подачей возбуждения в функции скорости представлена на рисунке 2.17, где приняты обозначения:  $R_p$  – разрядный резистор ( $R_p \approx R_{LM1}$ ); РПВ – реле подачи возбуждения – реле времени на постоянном токе; МЗ – гонный двигатель; РБ – реле блокировочное – исключает включение контактора КБ при подаче напряжения в схему управления; КБ – контактор возбуждения.

С помощью реле времени контролируется скорость, т.к. контролируется частота ЭДС, подводимой в LM1, а по частоте контролируется величина скольжения и скорость  $E = E_s, f = f_c \cdot s$ .

Обмотка возбуждения LM1 ведет себя, как фаза двигателя АД с фазным ротором, т.е. при включении, в соответствии с рисунком 2.18, в сеть статора наводится ЭДС вращения и наводится ЭДС в LM1. РПВ сработает при положительной полуволне  $E_{LM}$ .  $t_0$  – время ожидания РПВ  $< t_{уст}^{РПВ}$ , пока двигатель не выйдет на подсинхронную скорость  $\Omega_{ПС}$ .

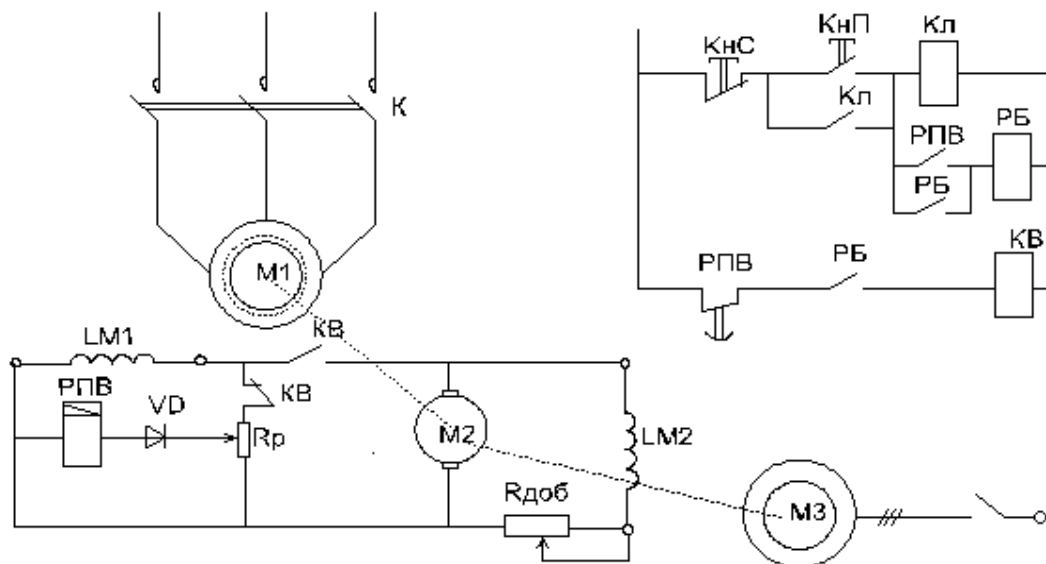


Рисунок 2.17

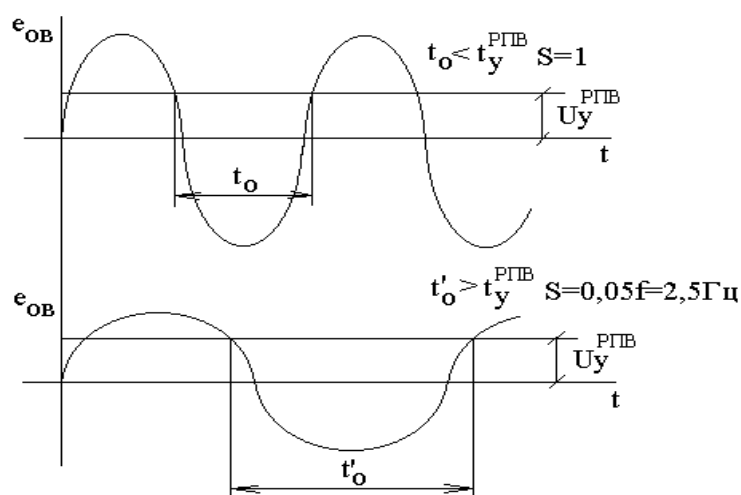


Рисунок 2.18

Работа схемы: при нажатии КНП включается линейный контактор КЛ, статор СД подключается к сети, начинается асинхронизированный пуск двигателя. В LM1 наводится однофазная ЭДС  $E_{LM1}$ , уровень и частота которой пропорциональна скольжению  $E_{LM1} = E_s$ ,  $f = fs$ . Т.к. вначале пуска ЭДС велика, включается РПВ, контакт которого включает блокировочное реле, а другой контакт подрывает цепь контактора КВ. До скорости, меньше подсинхронной  $\Omega < \Omega_{ПС}$ ,  $t_0 < t_{уст}^{РПВ}$ , поэтому контакт РПВ в цепи КВ не успевает замкнуться за время отрицательной полуволны ЭДС. При  $\Omega = \Omega_{ПС}$ ,  $t_0 = t_{уст}^{РПВ}$ , поэтому включается КВ и на ОВ СД подается напряжение с возбудителя M2, СД при этом втягивается в синхронизм.

## 2.8 Электрические защиты в релейно-контакторных системах АЭП до 1000 В

В системах АЭП применяются защиты основные:

- 1) максимально-токовая защита;
- 2) тепловая защита;
- 3) нулевая защита;

- 4) минимально-токовая защита; специализированные:
- 5) защита от затянувшегося тока СД;
- 6) защита от выпадания из синхронизма СД;
- 7) защита от перенапряжения;
- 8) защита от превышения напряжения и скорости двигателя;
- 9) путевая защита.

### 2.8.1 Максимально-токовая защита

Назначение – защита от токов к.з.

Осуществляется плавкими предохранителями, автоматическими выключателями с максимально-токовыми расцепителями, реле максимального тока.

#### 1) Защита АД с КЗР ( $I_{\Pi}$ )

1.1) с помощью плавкой вставки

а) нормальный пуск ( $t_{\Pi} < 5\text{с}$ )

$$I_{\text{вст.н}} = 0,4I_{\Pi};$$

б) тяжелый пуск ( $t_{\Pi} > 10\text{с}$ )

$$I_{\text{вст.н}} = 0,6I_{\Pi} = 3I_{\text{н}}.$$

Плавкая вставка при длительных перегрузках не защищает (см. рисунок 2.19).

Чтобы плавкая вставка за время пуска не перегорела, пусковая диаграмма двигателя должна лежать ниже время-токовой зависимости плавкой вставки (см. рисунок 2.20).

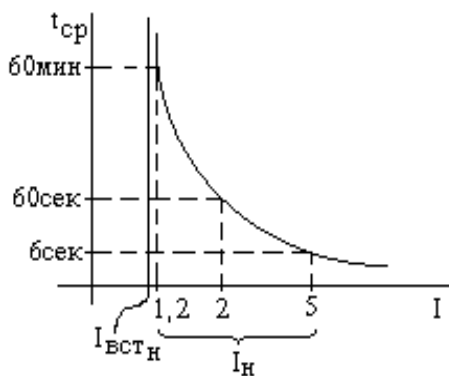


Рисунок 2.19



Рисунок 2.20

1.2) с помощью автоматических выключателей и реле максимального тока

$$I_{\text{у}} = (1,2 \dots 1,3)I_{\Pi}.$$

## 2) Защита АД с ФР и ДПТ ( $I_1 \leq 2,5 I_H$ )

2.1) с помощью плавких вставок (рисунок 2.21)

$$I_{ВСТ} \cong 1,25 I_H;$$

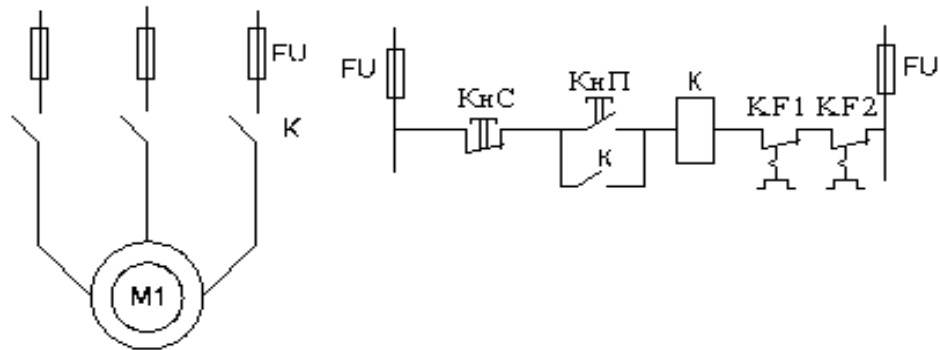


Рисунок 2.21

2.2) с помощью автоматов и реле максимального тока (рисунок 2.22)

$$I_y \cong 1,25 I_1.$$

Схему управления двигателями при мощности меньше 10 кВт защищают теми же аппаратами, при  $P > 10$  кВт – своими.

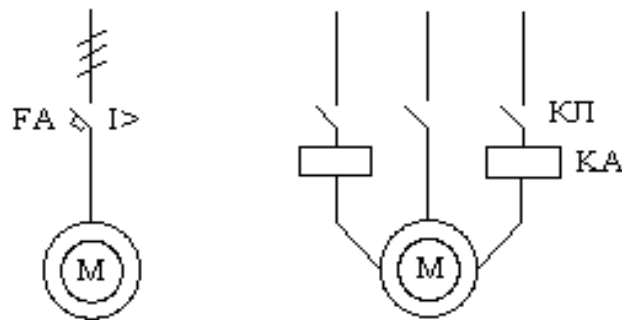


Рисунок 2.22

### 2.8.2 Минимально-токовая защита

Защита СД и ДПТ от обрыва цепи обмотки возбуждения. Осуществляется с помощью реле минимального тока (РОП – реле обрыва поля), которое включается в цепь контролируемой обмотки (см. рисунок 2.23).

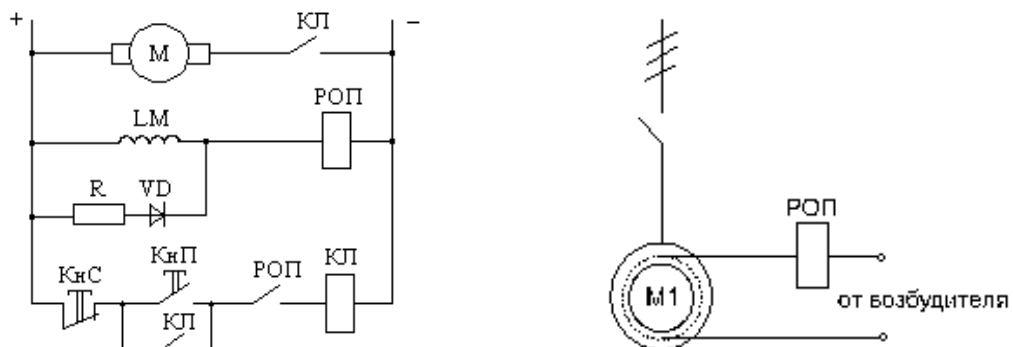


Рисунок 2.23

### 2.8.3 Тепловая защита

Осуществляет защиту двигателя от перегрева, вызванного перегрузкой по току:

а) при длительном режиме с помощью теплового реле и автоматов с тепловыми расцепителями;

б) в повторном кратковременном режиме с помощью реле максимального тока.

Общим недостатком рассмотренных узлов защиты от перегрузки является их низкая точность (двигатель и шкаф могут находиться в разных помещениях, при разных температурах и т.п.), поэтому более точная защита строится на теплоспротивлениях, которые закладываются в обмотки ЭД (см. рисунок 2.24).

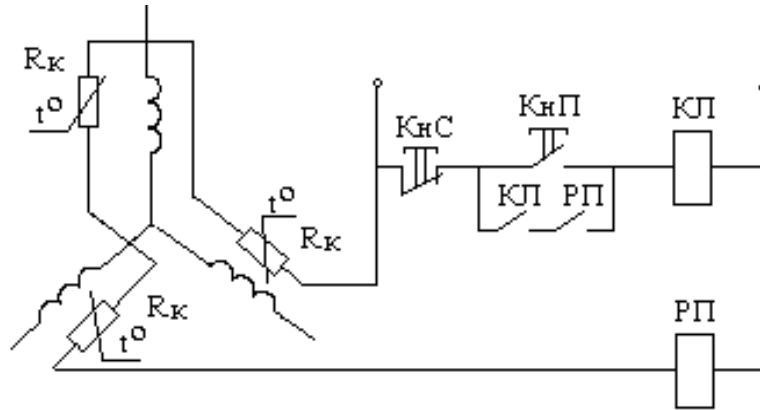


Рисунок 2.24

Часто АД имеют перегрузку по току из-за обрыва одной из фаз. Поэтому косвенно защиту от перегрузки можно построить, контролируя все фазы двигателя с помощью реле напряжения (РОФ). Оно включается между искусственным нулем и нулевой точкой фаз (см. рисунок 2.25). У двигателей большой мощности подключается через трансформатор тока.

При повторно-кратковременном режиме тепловую защиту осуществляет реле максимального тока (см. рисунок 2.26).

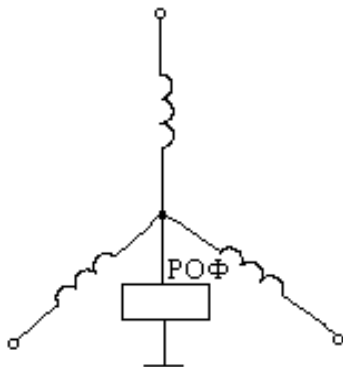


Рисунок 2.25

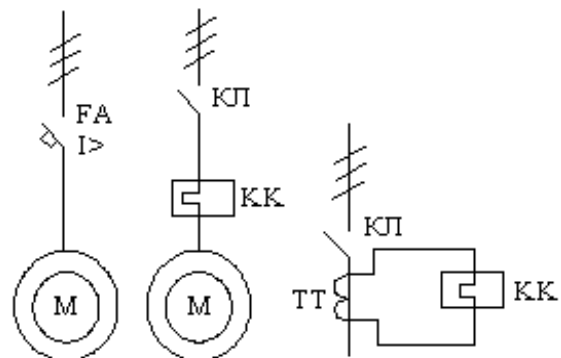


Рисунок 2.26

### 2.8.4 Нулевая защита (защита от самозапуска)

Обеспечивает отключение двигателя при снижении напряжения сети ниже допустимого, исключает несанкционированное включение при появлении напряжения сети.

Осуществляется:

а) при кнопочном управлении с помощью линейных контакторов КЛ (см. рисунок 2.27);

б) при управлении командоконтроллером с помощью специального реле напряжения РН (см. рисунок 2.28).

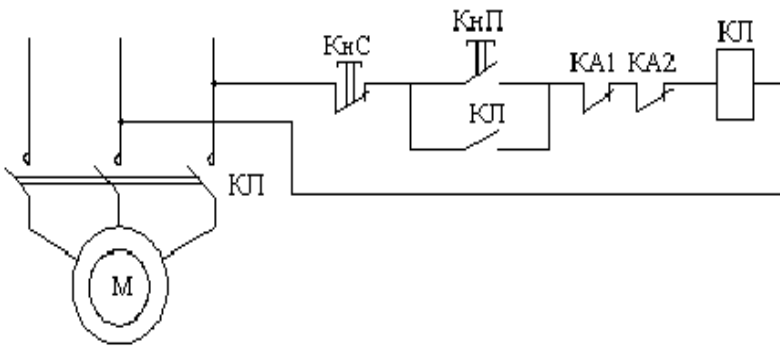


Рисунок 2.27

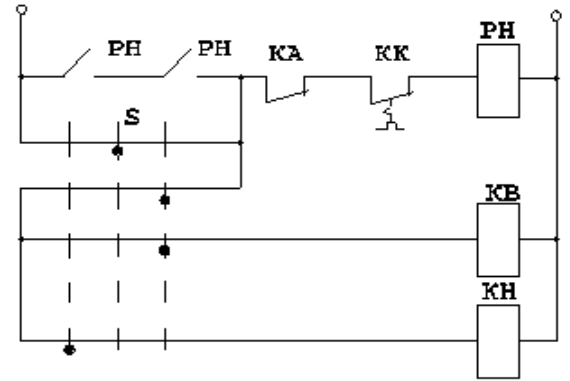


Рисунок 2.28

РН выполняет в схемах так же и собирательную функцию, в цепь катушки РН включают контакты всех аппаратов защиты, которые есть в схеме. Последовательное включение двух контактов РН понижает надежность сети, но повышает надежность работы защиты.

Работа схемы: Для первоначального включения схемы ключ S необходимо перевести в нулевое положение, при этом получит питание катушка РН (при отсутствии аварийной ситуации в электроприводе) и встанет на самопитание через свой контакт РН. После этого, при переводе S влево или вправо включается соответствующий контактор. При снижении напряжения ниже допустимого отключается РН и, соответственно, ранее включенный контактор. Повторное включение схемы возможно лишь через нулевое положение ключа управления S.

В тех случаях, когда требуется самозапуск двигателя его подключение к питающей сети осуществляется либо через QF, либо через тумблер при малой мощности двигателя.

### 2.8.5 Защита от затянувшегося, либо несостоявшегося пуска СД

Защита пусковой обмотки от длительного тока осуществляется с помощью реле обрыва поля и реле времени. На рисунке 2.29 приняты обозначения: TV – согласующий трансформатор; РП – реле промежуточное; S – ключ с самовозвратом в исходное положение; РВ – реле с выдержкой времени при отпускании ( $t_{y}^{PB} \cong t_{п доп} = (10 \div 60)с$ ).

Алгоритм защиты: Если в течении времени, равном уставке РВ не произойдет подача напряжения на обмотку возбуждения, т.е. не включится РОП, пуск следует считать несостоявшимся и статор должен быть отключен от питающей сети.

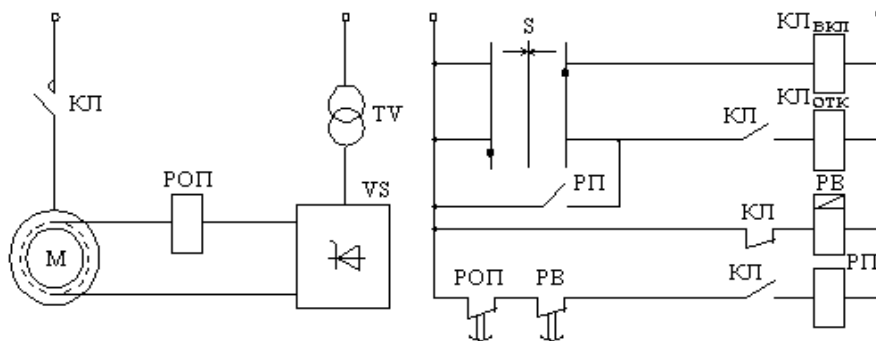


Рисунок 2.29



### 2.8.6 Защита от выпадания из синхронизма

Назначение: защищает СД, работающий с резкопеременной нагрузкой от выпадания из синхронизма при снижении напряжения сети.

Осуществляется с помощью реле форсировки (реле напряжения), посредством которого повышается напряжение на обмотке возбуждения (см. рисунок 2.30).

В соответствии с рисунком 2.31 угловая характеристика показывает как меняется  $M$  в зависимости от угла  $\theta$ .

На рисунке 2.31 приняты обозначения:  $U$  – напряжение на статоре;  $E$  – ЭДС в роторе;  $\theta = (25 \div 30^\circ)$  соответствует  $M_H$ .

$U_C < U_{CH}$ ;  $U_B < U_{BH}$  – допускается в течении очень короткого времени.

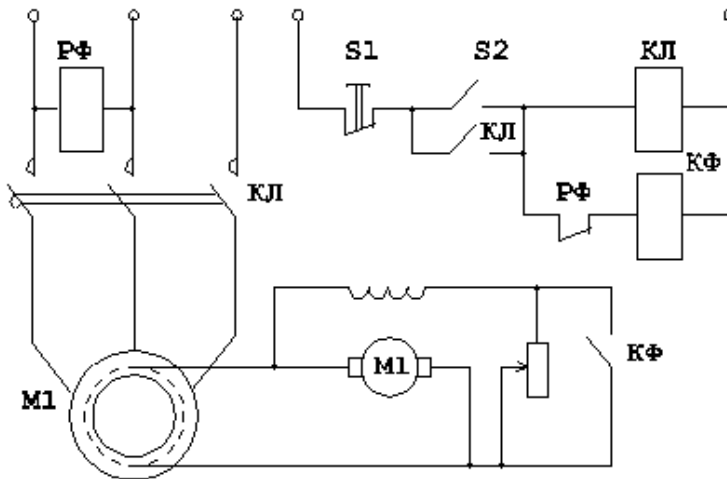


Рисунок 2.30

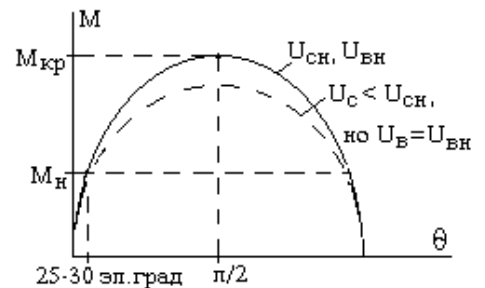


Рисунок 2.31

При снижении напряжения на 20% отключается РФ и включается КФ, который шунтирует  $R_{ДОБ}$  в цепи обмотки возбуждения возбудителя. Это вызывает увеличение напряжения и восстановление перегрузочной способности двигателя приблизительно на прежний уровень.

### 2.8.7 Защита от перенапряжений

Назначение: защищает обмотку возбуждения ДПТ и СД от перенапряжений, вызванных отключением, либо обрывом цепи.

Осуществляется с помощью разрядных резисторов, которые включаются как можно ближе к клеммам этих обмоток (см. рисунок 2.32).

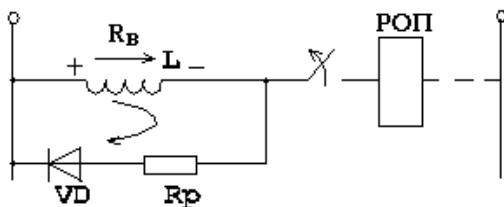


Рисунок 2.32

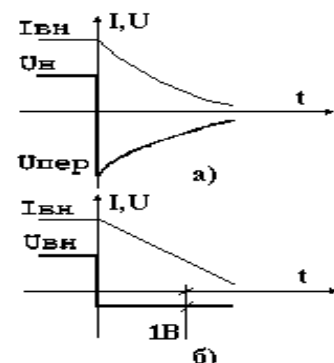


Рисунок 2.33

Разрядный резистор  $R_p$  выбирается из условий ограничения перенапряжений на уровне  $U_{ПЕР\ СР} \leq 1000V$ .

1)  $U_H = 110В$ ;  $R_P = 9 R_B$ ;

2)  $U_H = 220В$ ;  $R_P = 4,5 R_B$ ;

3)  $U_H = 440В$ ;  $R_P = 2,25 R_B$ .

Чтобы в нормальном состоянии при замкнутом ключе резистор не обтекался током ставят диод. На диаграммах токов и напряжений обмотки возбуждения, защищенной разрядным резистором с диодом (см. рисунок 2.33а) и только одним диодом (рисунок 2.33б):

$I_{BH} = U_H / R_B$ ,  $U_{ПЕР СР} = I_{BH} R_B$ .

Примеры схем защиты от перенапряжения:

1) *неуправляемая схема (рисунок 2.34);*

Напряжение вдвое понижается, а ток не снижается (ток гасится). VD2 – ставится для защиты от перенапряжения;

2) *неуправляемая схема (рисунок 2.35);*

3) *полууправляемая схема;*

3) *полностью управляемая схема на рисунке 2.36, где приняты обозначения: ЭЗ – элемент защиты; VD1 – стабилитрон; R<sub>p</sub> – разрядный резистор;*

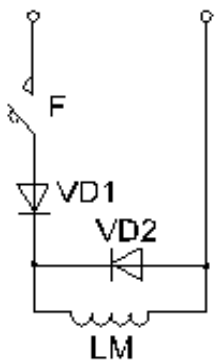


Рисунок 2.34

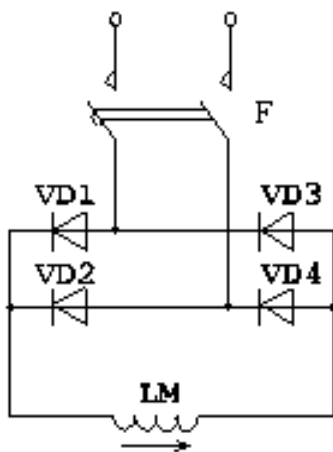


Рисунок 2.35

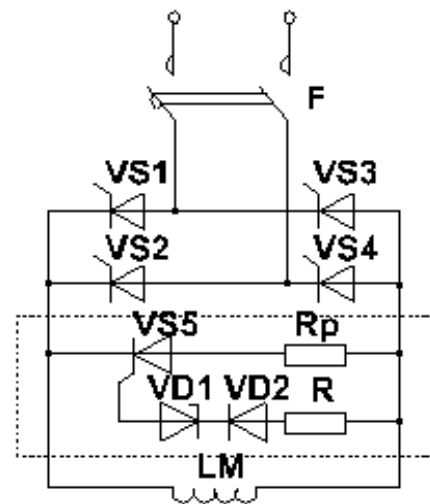


Рисунок 2.36

### 2.8.8 Защита от превышения напряжения и скорости

Осуществляется с помощью реле максимального напряжения и, как правило, центробежного датчика скорости (см. рисунок 2.37).

### 2.8.9 Путьевая защита

Назначение: запрещает движение рабочего органа механизма далее конечного положения.

В соответствии с рисунком 2.38, защита осуществляется путевыми выключателями.

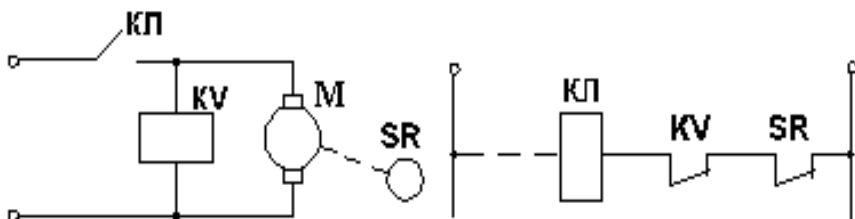


Рисунок 2.37

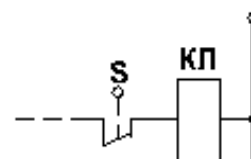


Рисунок 2.38

## 2.9 Блокировки в системах АЭП

Назначение: блокировки повышают надежность систем АЭП за счет организации правильного порядка работы схем.

По назначению блокировки делятся:

- защитные;
- технологические.

По исполнению:

- внутренние (в данной АЭП);
- внешние.

### 2.9.1 Защитные блокировки

1) Блокировка замыкающего контакта пусковой кнопки (см. рисунок 2.39), где К – обеспечивает самопитание контактора при отпускании кнопки и нулевую защиту.

2) Блокировка реверсивных контакторов.

Исключает одновременное включение реверсивных контакторов, одновременное срабатывание которых вызывает короткое замыкание питающей сети.

2.1) С помощью размыкающих контактов пусковых кнопок (рисунок 2.40).

2.2) С помощью размыкающих блок-контактов контакторов (рисунок 2.41).

2.3) С помощью механической блокировки подвижных частей контактора (принцип качель).

Для повышения общей надежности при реализации схем кроме механической блокировки ставят одну из электрических блокировок.

3) Блокировки путевые (аналог путевой защиты).

4) Блокировки, защищающие оператора от неправильных действий (рисунок 2.42).

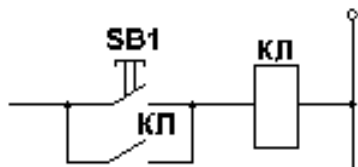


Рисунок 2.39

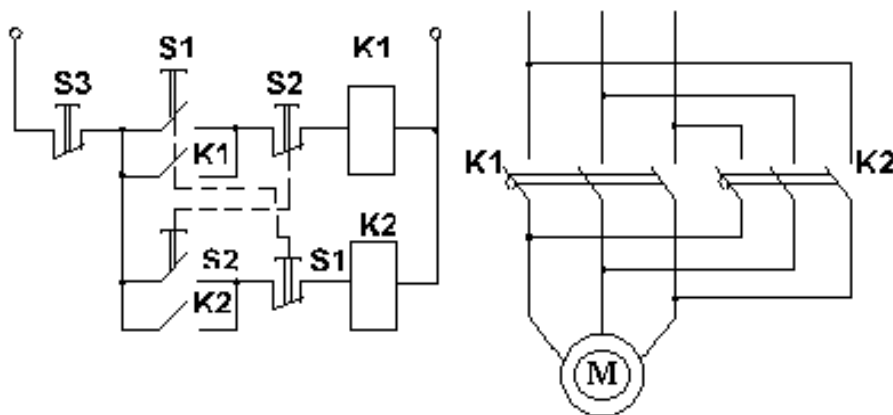


Рисунок 2.40

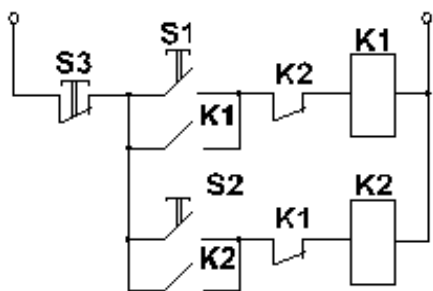


Рисунок 2.41

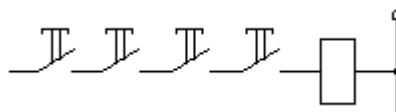


Рисунок 2.42

## 2.9.2 Технологические блокировки

Обеспечивают определенную последовательность работы схем.

Пример внутренней технологической блокировки – на рисунке 2.43. Реле времени КТЗ выполняет роль внутренней технологической блокировки (РДТ), которое запрещает включение контактора противоположного направления, пока не закончилось динамическое торможение.

Пример внешней технологической блокировки – на рисунке 2.44, где: S1 – контроль давления масла; S2 – зависит от положения механизма. Включение второго механизма возможно при работе первого.

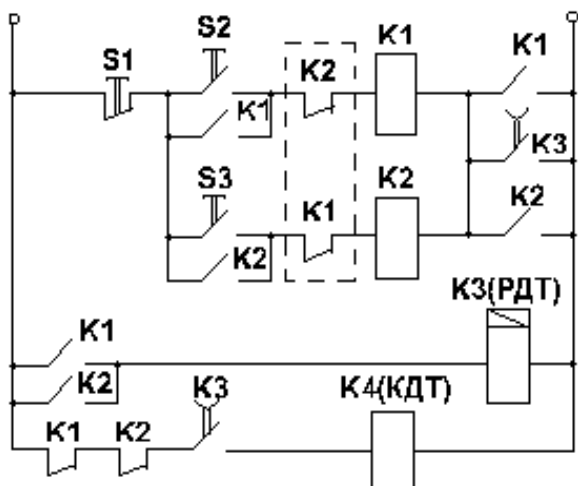


Рисунок 2.43

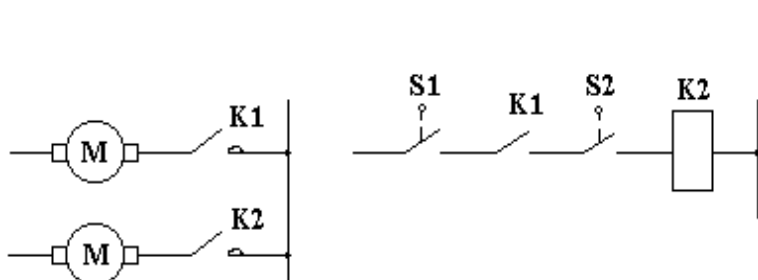


Рисунок 2.44

## 2.10 Сигнализация в системах АЭП

1. Контрольная.
2. Технологическая.
3. Аварийная.

### 2.10.1 Контрольная сигнализация

Служит для контроля наличия сигнала или состояния аппарата (см. рисунок 2.45).

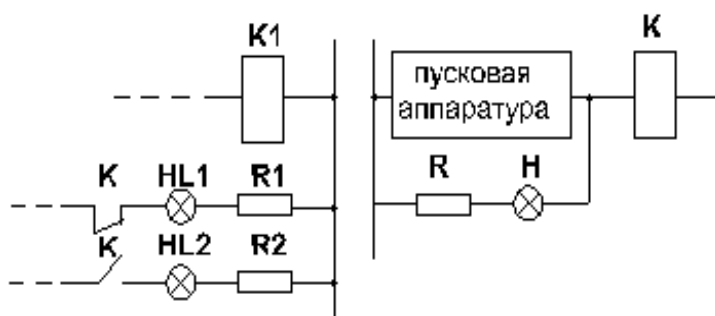


Рисунок 2.45

### 2.10.2 Технологическая сигнализация

Указывает последовательность операций, совершаемых системой АЭП (см. рисунок 2.46).

### 2.10.3 Аварийная сигнализация

Указывает на аварийное состояние схемы, либо на срабатывание той или иной защиты (см. рисунок 2.47).

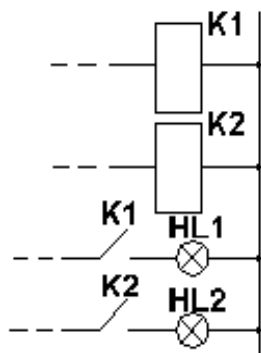


Рисунок 2.46

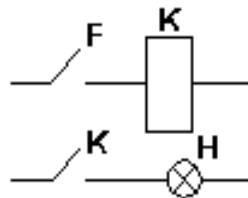


Рисунок 2.47

Принцип построения щита аварийной сигнализации – это принцип темного табло, т.е. ни одна из ламп при нормальном режиме работы не должна гореть.

Сигнализации бывают:

- световая;
- звуковая;
- указательная.

## 2.11 Станции управления

Станции управления (СУ) – это объединенная общая конструкция комплектного устройства, предназначенного для дистанционного управления электроустановкой.

В схему добавлены аппараты защиты, а также, элементы для обеспечения блокировок с другими устройствами.

### 2.11.1 Реверсивный магнитный пускатель

Самой простой станцией управления является магнитный пускатель, предназначенный для пуска АД с к.з. ротором при мощности менее 75 кВт.

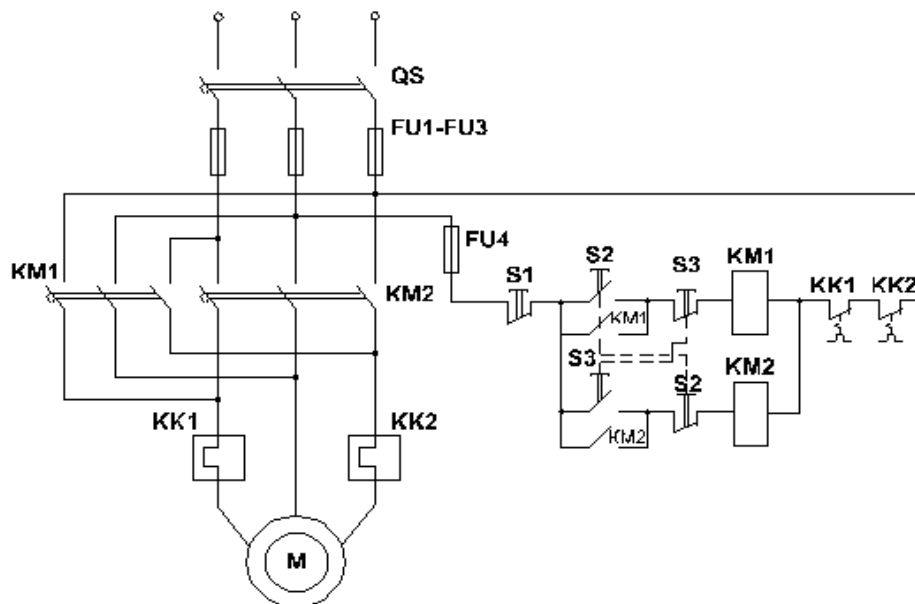


Рисунок 2.48

Пример реверсивного магнитного пускателя – на рисунке 2.48, где приняты обозначения: QS – не автоматический выключатель; FU1 ÷ FU2 – предохранители для силовой цепи и цепи управления; KM1, KM2 - реверсивные контактеры; КК1, КК2 – тепловые реле; S1 ÷ S3 – кнопочная станция.

Схема обеспечивает: пуск двигателя по естественной характеристике, реверс с торможением противовключением, останов (S1) под действием М<sub>с</sub> на выбеге.

В схеме предусмотрены защиты: максимальная токовая (с помощью предохранителей), тепловая (с помощью тепловых реле), нулевая (осуществляется контактором).

### 2.11.2 Станция управления ПУ13-21

Схема релейно-контактная реверсивного электропривода постоянного тока с двухзонным регулированием скорости – станция управления ПУ13-21.

Предназначена для управления ДПТ средней и большой мощности, работающих в повторно-кратковременном режиме. Станция имеет по три положения вперед и назад, обеспечивает пуск до естественной механической характеристики в три ступени в функции времени, разгон во второй зоне в функции тока, динамическое торможение в функции скорости (см. рисунок 2.49).

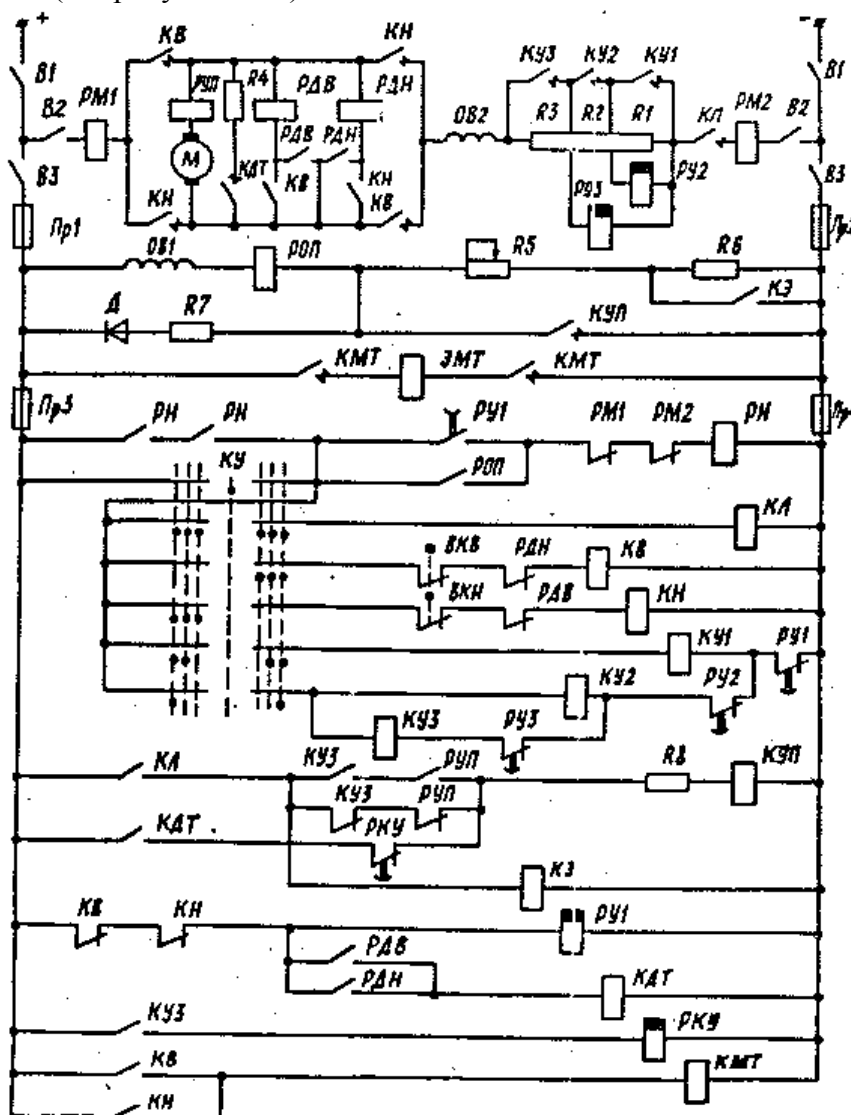


Рисунок 2.49

На рисунке приняты обозначения: В1, В2, В3 – выключатели не автоматические; РМ1, РМ2 – реле максимального тока (максимальная токовая защита); РУП, КУП – реле и контактор управления полем; РДВ, РДН – реле динамического торможения с направлением ”вперед”, ”назад”; КДТ – контактор динамического торможения; РОП – реле обрыва поля (минимальная токовая защита); ЭМТ, КМТ – электромагнит и контактор механического тормоза; РН – реле напряжения (защита от самозапуска); КУ – ключ управления; КЛ, КВ, КН – контакторы (линейный, вперед, назад); КУ1, КУ2, КУ3 – контакторы ускорения; РУ, РУ2, РУ3 – реле ускорения; КЭ – контактор экономический (для уменьшения тока в цепи ОВ на стоянке привода); РКУ – реле контроля ускорения (замкнутый контакт при работе в первой зоне обеспечивает номинальное поле, при торможении из второй зоны контакт РКУ замыкается с выдержкой времени, достаточной для организации усиления поля в функции тока); R1, R2, R3 – пусковые ступени сопротивления; R4 – резистор динамического торможения; R5 – регулируемое сопротивление (определяет рабочую точку при ослаблении поля во второй зоне); R6 – резистор, служащий для уменьшения тока в обмотке возбуждения на стоянке; R7 – резистор, служащий для защиты от перенапряжений вместе с диодом VD; R8 – резистор, служащий для уменьшения постоянной времени, при увеличении потерь в цепи катушки КУП (чтобы он успевал реагировать на замыкание и размыкание контактора РУП); ВКВ, ВКН – конечные выключатели для направления вперед и назад; ПР1÷ПР4 – предохранители.

*Исходное состояние:* включены В1, В2, В3, КУ – в нуле; включены РОП, РУ1. В цепи ОВ1 суммарное сопротивление (R5+R6) – экономический режим, ЭМТ – обесточен, электродвигатель заторможен.

*Установившейся режим:* КУ в первом положении (вперед, назад), разгон по ИХ1 (R1+R2+R3); КУ во втором положении (вперед, назад), разгон по ИХ2 (R2+R3); КУ в третьем положении (вперед, назад), разгон по: ЕХ при R5=0, ИХ при R5 ≠ 0.

*Пуск с переводом ключа в третье положение (вперед)*

При переводе ключа в третье положение включены: КЛ, КВ (двигатель подключен к сети и начинается разгон с полностью введенными пусковыми сопротивлениями). Включается КУП, поле нарастает до номинального значения. Включается КМТ, ЭМТ – двигатель растормаживается. Включаются РУ2 и РУ3 от броска тока, включается РДВ и встает на самоблокировку, включается КЭ, отключается РУ1 (отсчет уставки), идет разгон по ИХ1 (см. рисунок 2.50). В момент времени  $t = t_y^{PY1}$  включается КУ1, двигатель выходит на ИМХ2; в момент времени  $t = t_y^{PY1} + t_y^{PY2}$ , двигатель выходит на ИМХ3; в момент времени  $t = t_y^{PY1} + t_y^{PY2} + t_y^{PY3}$ , двигатель выходит на ЕХ.

При выходе двигателя на ЕХ включается реле РКУ и размыкает свой контакт в цепи КУП, дальнейшее управление поля будет осуществляться через РУП, разгон будет продолжаться в функции тока, момент снижается, т.к. поле двигателя ослабляется. Процесс пуска заканчивается, когда поле двигателя выйдет на уровень, определенный реостатом R5.

*Торможение КУ в положении “0”*

Якорь двигателя отключается от шин питания. При отключении КЛ и КВ двигатель отключается от питающей сети, отключается КУ1, КУ2, КУ3, включается КДТ, R4 включается параллельно якорю. Одновременно идет усиление поля в функции от тока (с помощью РУП), отключается РКУ (в нем начинается отсчет уставки, по истечении которой, контактор управления полем включается постоянно и поле будет полным).

Помимо электродинамического торможения идет механическое торможение, т.к. КМТ и ЭМТ обесточены.

При напряжении на якоре двигателя примерно равном нулю отключается РДВ, что вызовет отключение КДТ. Торможение в целом идет в функции скорости (косвенно по напряжению РДВ, РДН) (см. рисунок 2.51).

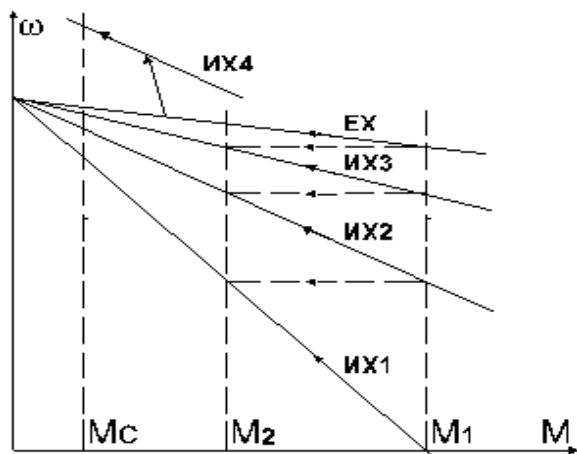


Рисунок 2.50

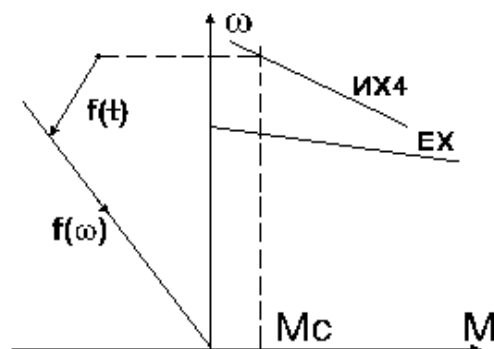


Рисунок 2.51

### Реверс

Реверс состоит из двух этапов: торможения с предыдущего направления и разгона в противоположное. Для исключения наложения этих режимов в схеме предусмотрена внутренняя технологическая блокировка с помощью РДВ и РДН.

В схеме предусмотрены следующие защиты:

- 1) Максимальная токовая защита (РМ1, РМ2, ПР1, ПР2 – в цепи двигателя, ПР3, ПР4 – в цепи управления);
- 2) Минимальная токовая защита (РОП);
- 3) Нулевая защита (РН);
- 4) Защита от перенапряжения (R7 и диод).

В схеме предусмотрены следующие блокировки:

- 1) Механическая блокировка реверсивных контакторов КВ и КН (исключает их одновременное включение);
- 2) Путевая блокировка с помощью конечных выключателей ВКВ и ВКН;
- 3) Внутренняя технологическая блокировка с помощью реле РДВ и РДН.

### 2.11.3 Станция управления ПУ65-20

Станция управления ПУ65-20 предназначена для управления АД с фазным ротором средней и большой мощности, работающего в напряженном (повторно-кратковременном, до 1200 вкл/час) режиме (поэтому цепь управления на постоянном токе).

Схема станции управления имеет три положения вперед и назад, и обеспечивает двухступенчатый пуск двигателя до ЕХ в функции времени, останов при динамическом торможении в функции времени в две ступени, реверс с торможением противовключением в функции скорости и последовательным разгоном в другую сторону в две ступени в функции времени.

На рисунке 2.52 приняты обозначения: РП, КП – реле и контактор противовключения; РБ – реле блокировочное (для обеспечения прерывание режима динамического торможения и повторного пуска в том же направлении).

*Установившийся режим:* ключ управления в положении “1”, двигатель находится на ИХ1 с сопротивлением  $(R1+R2+R3)$ ; ключ управления в положении “2”, двигатель находится на ИХ2 с сопротивлением  $(R2+R3)$ ; ключ управления в положении “3”, включается КУ1 и КУ2 – двигатель выходит на ЕХ.



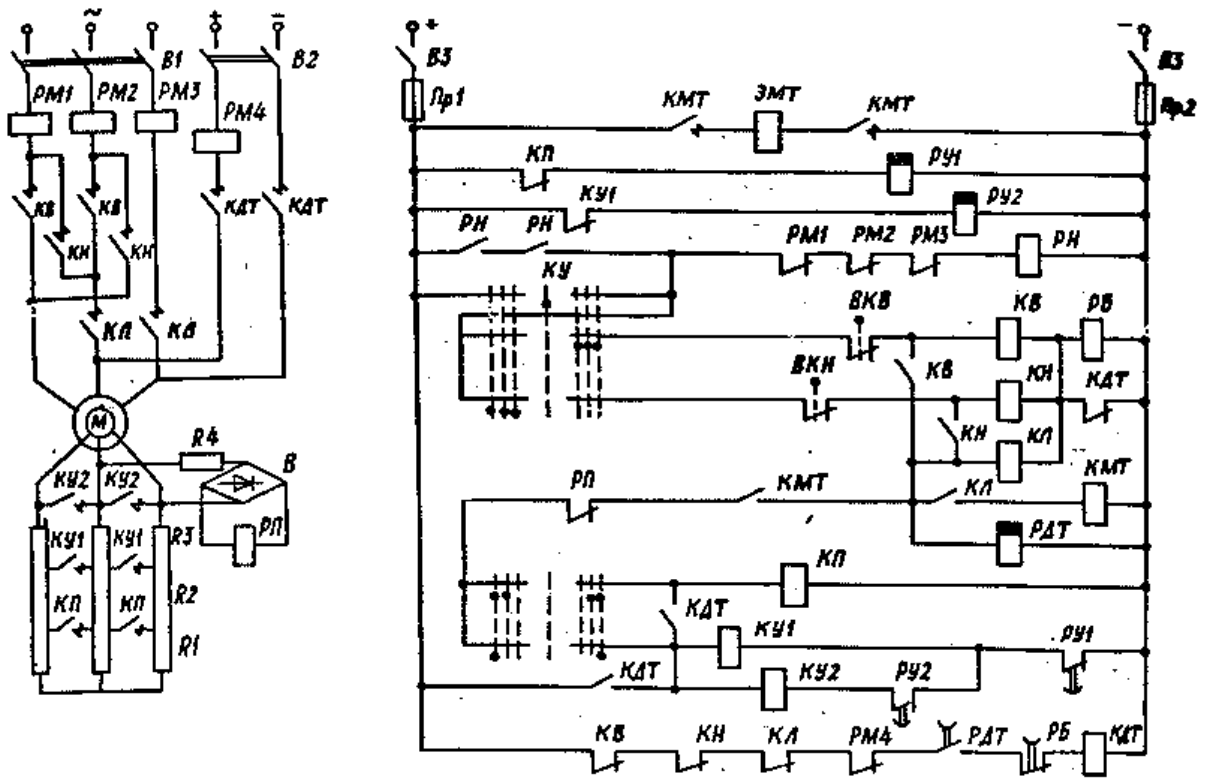


Рисунок 2.52

*Пуск в две ступени в функции времени*

*Исходное состояние:* включены РУ1, РУ2 и, если КУ в положении “0”, то включается РН.

Ключ управления в положении “3”: включается КВ и КЛ, статор подключается к питающей сети, включаются РДТ и КМТ – двигатель растормаживается. Т.к. напряжение приложенное к катушке реле противовключения недостаточно для её включения, контактор КП замкнут – шунтируется R1 и двигатель разгоняется по ИХ2, и одновременно происходит отсчет уставки РУ2 ( $t = t_{y1} + t_{y2}$ ), по истечении которой включается КУ2 – зашунтируются все сопротивления и двигатель выйдет на ЕХ (см. рисунок 2.53).

*Останов двигателя*

Ключ управления в положении “0” – двигатель перейдет в режим динамического торможения (две ступени в функции времени): в первый момент времени отключается КВ и КЛ, статор отключается от питающей сети, отключается КМТ и накладывается механический тормоз.

Отключается РДТ и начинается отсчет уставки контакта РДТ. Отключается КП, КУ1 и КУ2, что вызывает ввод в ротор полного сопротивления и включение РУ1, РУ2.

Включается КДТ, главные контакты которого включают статор на постоянный ток, а блок-контакты включают контактор КП. Последнее вызывает шунтирование R1 и начало отсчета уставки РУ1.

Динамическое торможение начинается на ИХ<sub>ДТ</sub> (см. рисунок 2.54) с сопротивлением (R2+R3), которые будут выведены в функции времени, в результате включения КУ1 и КУ2.

Отключение КДТ должно произойти после останова двигателя, т.е.  $t_{y}^{РДТ} > t_{ДТ}$ .

Режим прерывания динамического торможения и пуск в том же направлении

Для реализации этого режима в схему введено блокировочное реле РБ. В первый момент времени приложенное к КВ и РБ напряжение вызовет включение РБ (т.к. сопротивление РБ гораздо больше сопротивления КВ), которое отключит катушку КДТ, главные контакты которого отключат статор от постоянного тока, а блок-

контакты отключат катушки КП, КУ1 и КУ2. При этом прекращается режим динамического торможения и вводится полное сопротивление в цепь ротора. Замкнувшийся контакт КДТ вызовет включение контактора КВ и шунтирование РБ. Чтобы контактор КДТ вновь не включился его отключенное состояние подтверждается разомкнутым контактом КВ. После включения КВ включается КЛ, КП, КМТ и начинается разгон в прежнем направлении в облегченном режиме (т.к. скорость на валу не равна нулю).

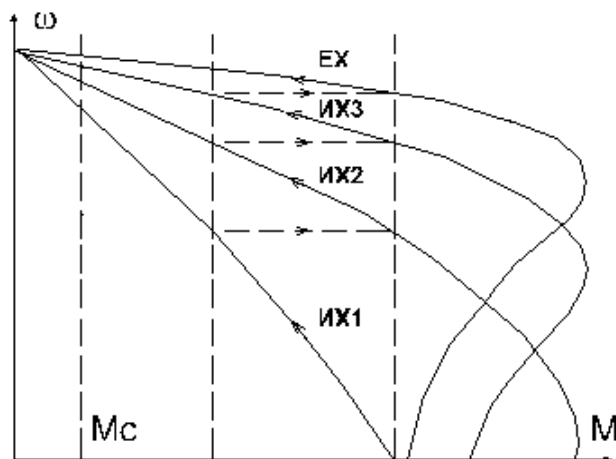


Рисунок 2.53

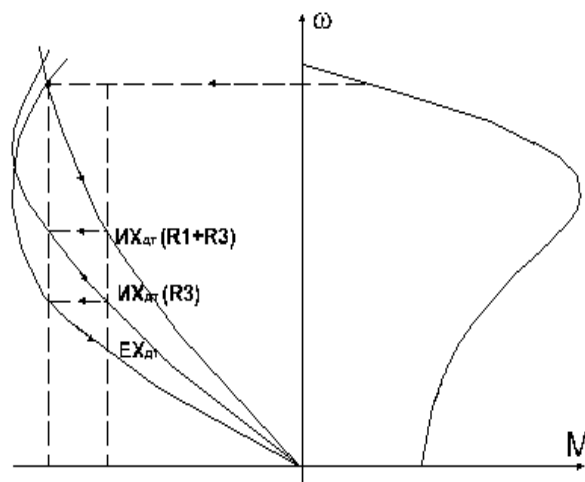


Рисунок 2.54

#### Реверс

При переводе КУ в противоположное направление отключается КВ и включается КН, что вызовет изменение чередования фаз статора. Напряжение на кольцах ротора будет достаточным, что бы включилось РП, поэтому цепь контакторов КП, КУ1, КУ2 будет отключена разомкнутым контактом РП. В цепи ротора будет полное сопротивление и начнется режим торможения противовключением. При скорости близкой нулю РП отключится, что вызовет включение КП и шунтирование ступени противовключения. При этом будет продолжаться торможение противовключением, а при  $\Omega=0$  начнется разгон двигателя в противоположном направлении в функции времени (см. рисунок 2.55).

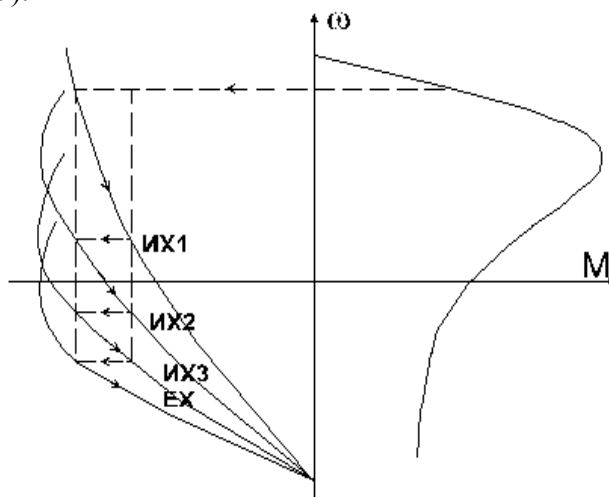


Рисунок 2.55

Торможение противовключением осуществляется в функции скорости, которая контролируется косвенно по напряжению на роторе с помощью реле противовключения РП.

В схеме предусмотрены следующие защиты:

- 1) Максимальная токовая защита ( РМ1 ÷ РМ4, ПР1, ПР2);
- 2) Нулевая защита (РН).

В схеме предусмотрены следующие блокировки:

- 1) Механическая блокировка реверсивных контактов КВ и КН;
- 2) Путевая блокировка с помощью конечных выключателей ВКВ и ВКН;
- 3) Внутренняя технологическая блокировка с помощью реле РБ.

Общим недостатком всех разомкнутых систем является отсутствие достоверной информации о регулируемой величине, жесткость механических характеристик не лучше, чем на естественной характеристике. Все современные системы с управляемыми преобразователями работают по замкнутой структуре.

### 3 ЭЛЕМЕНТЫ ЗАМКНУТЫХ СИСТЕМ АЭП ПОСТОЯННОГО ТОКА

#### 3.1 ДПТ как элемент замкнутой САП

Изображение двигателя постоянного тока в структурных схемах представлено на рисунке 3.1.

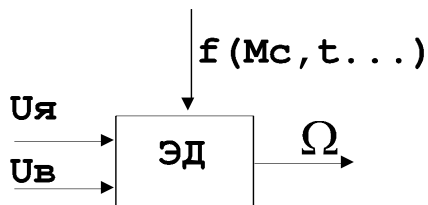


Рисунок 3.1

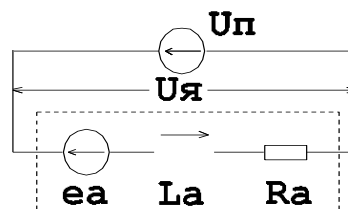


Рисунок 3.2

Передаточная функция двигателя при однозонном регулировании скорости

$$W(p) = \frac{\Omega(p)}{U_{я}(p)}$$

##### 3.1.1 Передаточная функция при однозонном регулировании скорости

$U_{я} = \text{var}$  (изменяется от нуля до  $U_{яН}$ );  $U_B = \text{const}$  ( $U_{ВН}$ ).

В соответствии со схемой замещения электродвигателя при питании от идеального источника, представленной на рисунке 3.2 можно записать систему уравнений

$$\begin{cases} U_{\Pi} = U_{я} = e + i \cdot R_a + L_a \cdot \frac{di}{dt}; \\ M = M_c + J \cdot \frac{d\Omega}{dt}; \\ M = C_m \cdot \Phi_H \cdot i; \\ e = C_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega. \end{cases}$$

Принимаем  $R_n = 0$ ;  $L_n = 0$ ;

$$i = \frac{1}{C_m \cdot \Phi_H} \left( J \frac{d\Omega}{dt} + M_c \right);$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{J}{C_m \cdot \Phi_H} \cdot \frac{d^2\Omega}{dt^2} + \frac{1}{C_m \cdot \Phi_H} \cdot \frac{dM_c}{dt};$$

$$U_{я} = \frac{L_a \cdot J}{C_m \cdot \Phi_H} \cdot \frac{d^2\Omega}{dt^2} + \frac{L_a}{C_m \cdot \Phi_H} \cdot \frac{dM_c}{dt} + \frac{J \cdot R_a}{C_m \cdot \Phi_H} \frac{d\Omega}{dt} + \frac{M_c}{C_m \cdot \Phi_H} \cdot R_a + C_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega;$$

$$\frac{U_{я}}{C_e \cdot \Phi_H} = \frac{L_a \cdot J}{C_m \cdot C_e \cdot \Phi_H^2} \cdot \frac{d^2\Omega}{dt^2} + \frac{L_a}{C_m \cdot C_e \cdot \Phi_H^2} \cdot \frac{dM_c}{dt} + \frac{J \cdot R_a}{C_m \cdot C_e \cdot \Phi_H^2} \frac{d\Omega}{dt} + \frac{M_c}{C_m \cdot C_e \cdot \Phi_H^2} \cdot R_a + \Omega;$$

$$\frac{L_a \cdot J}{C_m \cdot C_e \cdot \Phi_H^2} \cdot \frac{R_a}{R_a} = T_{\Sigma} \cdot T_M;$$

где  $\frac{J \cdot Ra}{C_e \cdot C_M \cdot \Phi_H^2} = T_M$  – механическая постоянная времени;

$\frac{La}{Ra} = T_\Delta$  – электромагнитная постоянная времени;

$$T_M \cdot T_\Delta \cdot \frac{d^2 \Omega}{dt^2} + T_M \frac{d\Omega}{dt} + \Omega = \frac{U_{я}}{C_e \cdot \Phi_H} + \frac{La}{C_e \cdot C_M \cdot \Phi_H^2} \cdot \frac{dM_c}{dt} + \frac{Ra}{C_e \cdot C_M \cdot \Phi_H^2} \cdot M_c.$$

Перейдем к изображению по Лапласу при нулевых начальных условиях

$$T_M \cdot T_\Delta \cdot p^2 \cdot \Omega(p) + T_M \cdot p \cdot \Omega(p) + \Omega(p) = \frac{U_{я}}{C_e \cdot \Phi_H} + \frac{La}{C_e \cdot C_M \cdot \Phi_H^2} \cdot p \cdot M_c(p) + \frac{Ra}{C_e \cdot C_M \cdot \Phi_H^2} \cdot M_c(p).$$

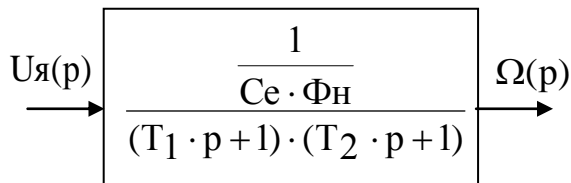
При  $M_c = 0$

$$\Omega(p) \cdot (T_M \cdot T_\Delta \cdot p^2 + T_M \cdot p + 1) = \frac{1}{C_e \cdot \Phi_H} \cdot U_{я}(p);$$

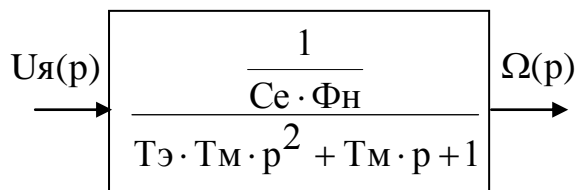
$$W_D(p) = \frac{\Omega(p)}{U_{я}(p)} = \frac{1}{C_e \cdot \Phi_H \cdot (T_\Delta \cdot T_M \cdot p^2 + T_M \cdot p + 1)} \quad \text{– передаточная функция двигателя}$$

постоянного тока однозонного регулирования.

Из выражения видно, что ДПТ – колебательное звено второго порядка. Реакция на скачок задающего сигнала приведена на рисунке 3.3.



а)  $T_M > 4 T_\Delta$



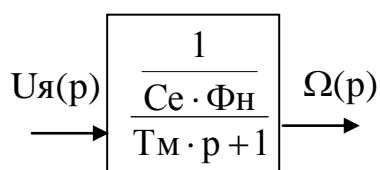
– аperiodическое звено второго порядка.

Реакция на скачок задающего сигнала приведена на рисунке 3.4.

$$(T_1 \cdot p + 1) \cdot (T_2 \cdot p + 1) = T_1 \cdot T_2 \cdot p^2 + (T_1 + T_2) \cdot p + 1 = T_\Delta \cdot T_M \cdot p^2 + T_M \cdot p + 1$$

$$\begin{cases} T_\Delta \cdot T_M = T_1 \cdot T_2 \\ T_M = T_1 + T_2 \end{cases}$$

б)  $T_M \gg T_\Delta$ ;  $T_\Delta T_M \rightarrow 0$



Реакция на скачок задающего сигнала приведена на рисунке 3.5.

Такие передаточные функции и траектории обработки скачка (реакция на скачок задающего сигнала) будут иметь место только в том случае, когда не накладывается ограничений на внутреннюю координату (ток двигателя); реально ограничивают ток до определенного уровня. Такой вид передаточной функции используется только для систем АЭП с высокомоментным двигателем и микромашинами.

Как правило, применяют развернутую структурную схему, т.к. в процессе регулирования скорости осуществляется и контроль поддержания тока двигателя на допустимом уровне.

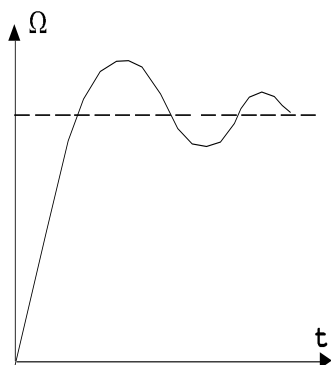


Рисунок 3.3

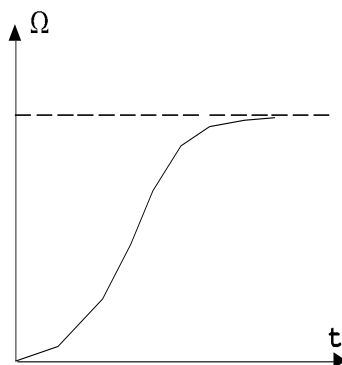


Рисунок 3.4

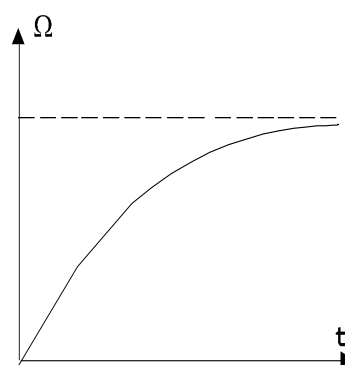


Рисунок 3.5

### 3.1.2 Развернутая структурная схема для однозонного АЭП

Развернутая структурная схема ДПТ представлена на рисунке 3.6, где принято обозначение – ДТЯ – датчик тока якоря.

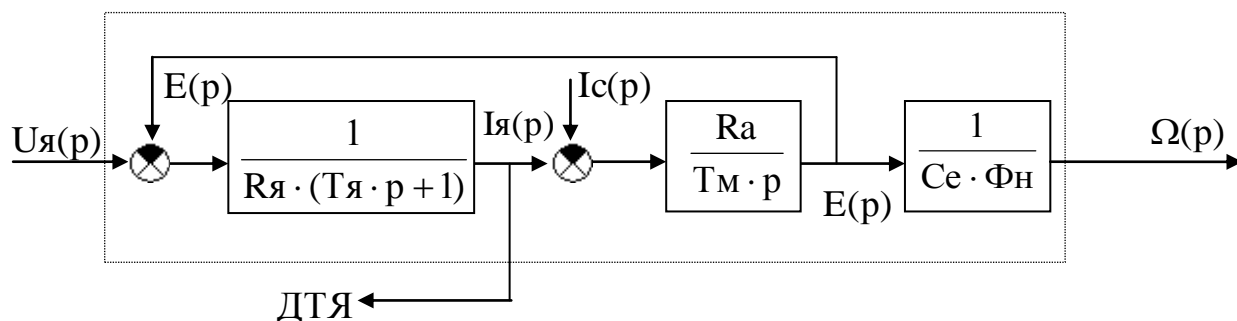


Рисунок 3.6 – Развернутая структурная схема ДПТ

$$W_{яц}(p) = ?$$

$$U_{я} = e + i_{я} \cdot R_{я} + L_{а} \cdot \frac{di_{я}}{dt};$$

$$U_{я}(p) = E(p) + R_{я} \cdot I_{я}(p) + L_{а} \cdot p \cdot I_{я}(p) = E(p) + R_{я} \cdot I_{я}(p) \cdot \left(1 + \frac{L_{а}}{R_{я}} \cdot p\right) =$$

$$= E(p) + R_{я} \cdot I_{я}(p) \cdot (T_{э}p + 1);$$

$$U_{я}(p) - E(p) = R_{я} \cdot I_{я}(p) \cdot (T_{э}p + 1);$$

$$W_{\text{я}}(p) = \frac{I_{\text{э}}(p)}{U_{\text{я}}(p) - E(p)} = \frac{I_{\text{э}}}{R_{\text{а}} \cdot I_{\text{э}}(p) \cdot (T_{\text{э}} \cdot p + 1)} = \frac{1}{R_{\text{а}} \cdot (T_{\text{э}} \cdot p + 1)};$$

$$W_{\text{ЭМ1}}(p) = \frac{E(p)}{I_{\text{э}}(p) - I_{\text{с}}(p)};$$

$$M - M_{\text{с}} = J \cdot \frac{d\Omega}{dt};$$

$$M = C_{\text{М}} \cdot \Phi_{\text{Н}} \cdot i_{\text{я}};$$

$$M_{\text{с}} = C_{\text{М}} \cdot \Phi_{\text{Н}} \cdot I_{\text{с}};$$

$$I_{\text{э}} - I_{\text{с}} = \frac{1}{C_{\text{М}} \cdot \Phi_{\text{Н}}} \cdot J \cdot \frac{d\Omega}{dt};$$

$$I_{\text{э}}(p) - I_{\text{с}}(p) = \frac{J}{C_{\text{М}} \cdot \Phi_{\text{Н}}} \cdot p \cdot \Omega(p) \cdot \frac{C_{\text{е}} \cdot \Phi_{\text{Н}} \cdot R_{\text{а}}}{C_{\text{е}} \cdot \Phi_{\text{Н}} \cdot R_{\text{а}}};$$

$$\Omega(p) \cdot C_{\text{е}} \cdot \Phi_{\text{Н}} = E(p);$$

$$\frac{J \cdot T_{\text{М}}}{C_{\text{М}} \cdot C_{\text{е}} \cdot \Phi_{\text{Н}}^2} = T_{\text{М}};$$

$$I_{\text{э}}(p) - I_{\text{с}}(p) = \frac{T_{\text{М}} \cdot p}{R_{\text{а}}} \cdot E(p);$$

$$W_{\text{ЭМ1}}(p) = \frac{E(p)}{I_{\text{э}}(p) - I_{\text{с}}(p)} = \frac{E(p)}{\frac{T_{\text{М}} \cdot p}{R_{\text{а}}} \cdot E(p)} = \frac{R_{\text{а}}}{T_{\text{М}} \cdot p}.$$

$$W_{\text{ЭМ2}} = ?$$

$$W_{\text{ЭМ2}}(p) = \frac{\Omega(p)}{E(p)} = \frac{R_{\text{а}}}{T_{\text{М}} \cdot p}.$$

$E(p) = C_{\text{е}} \cdot \Phi_{\text{Н}} \cdot \Omega(p)$  – пропорциональное звено.

Реально силовой преобразователь имеет внутреннее сопротивление не равное нулю ( $R_{\text{n}} \neq 0$ ;  $L_{\text{n}} \neq 0$ ).

Схема замещения электродвигателя с реальным преобразователем представлена на рисунке 3.7.

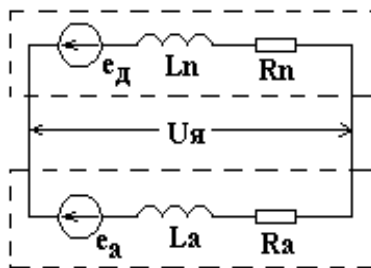


Рисунок 3.7

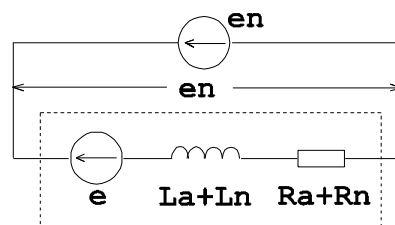
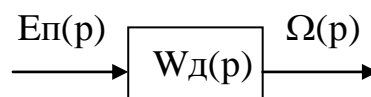


Рисунок 3.8

Для упрощения последующего анализа и расчета передаточной функции двигателя ее находят по отношению ЭДС на преобразователе.



$$W_d(p) = \frac{\Omega(p)}{E_p(p)}.$$

В этом случае сопротивления, вносимые преобразователем, включают в якорную цепь двигателя (рисунок 3.8).

$$L_{\Sigma} = L_a + L_p \approx 2 \cdot L_a;$$

$$R_{\Sigma} = R_a + R_p \approx 2 \cdot R_a;$$

$$T_{\Sigma} = \frac{L_{\Sigma}}{R_{\Sigma}}.$$

В соответствии с рисунком 3.9, развернутая структурная схема ДПТ изменится.

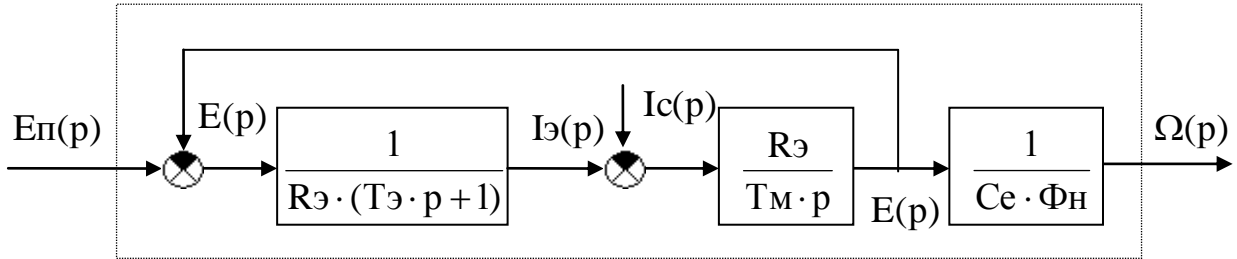


Рисунок 3.9 – Развернутая структурная схема ДПТ

$$T_{M_{ПР}} = \frac{(J_d + J_m) \cdot (R_a + R_p)}{C_e \cdot C_m \cdot \Phi_n^2} = \frac{J_{ПР} \cdot R_{\Sigma}}{C_e \cdot C_m \cdot \Phi_n^2},$$

где  $J_{ПР}$  – момент инерции привода ( $J_{ПР} \leq 1.2 J_d$ );

$J_m$  – момент инерции механизма.

$$T_{M_{ПР}} \approx 2.4 T_m.$$

### 3.1.3 Развернутая структурная схема для двухзонного АЭП

Структурная схема двигателя для двухзонного регулирования представлена на рисунке 3.10.

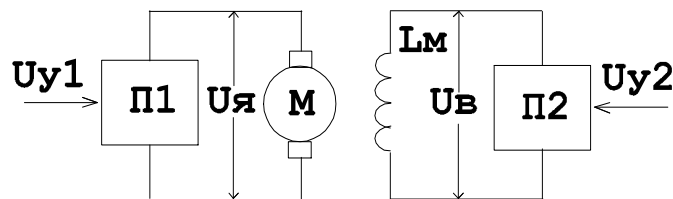


Рисунок 3.10

Первая зона регулирования:

$$U_B = U_{ВН}; U_{\Sigma} = \text{var} \text{ (изменяется от нуля до } U_{\Sigma Н}).$$

Вторая зона регулирования:

$$U_{\Sigma} = U_{\Sigma Н}; U_B = \text{var} \text{ (изменяется от } U_{ВН} \text{ до } U_{В мин}).$$

Для двухзонного регулирования найдем передаточную функцию звеньев, осуществляющих регулирование скорости за счет ослабления поля, и дополним ими структурную схему двигателя для однозонного регулирования.

Схема замещения цепи обмотки возбуждения двигателя представлена на рисунке 3.11, где приняты обозначения:  $L_S$  – индуктивность рассеивания;  $L_B$  – индуктивность основного потокосцепления;  $R_{ВТ}$  – сопротивление, учитывающее действие вихревых токов;  $R_B$  – омическое сопротивление цепи обмотки возбуждения;



$L_{ПВ}$ ,  $R_{ПВ}$  – индуктивность и сопротивление преобразовательной цепи обмотки возбуждения.

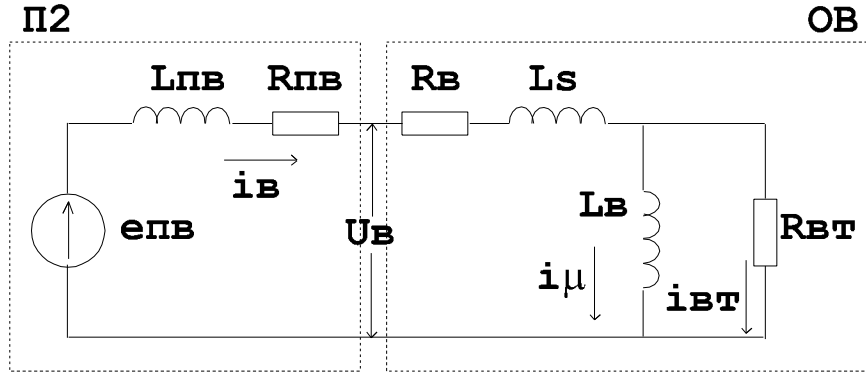


Рисунок 3.11 – Схема замещения цепи обмотки возбуждения

Найдем связь между  $E_{ПВ}(p)$  и  $I_{\mu}(p)$ .

Внутреннее сопротивление источника (активное и индуктивное) будут отнесены к обмотке возбуждения.

$$Z(p) = (R_{ПВ} + R_{В}) + p \cdot (L_{ПВ} + L_{S}) + \frac{p \cdot L_{В} \cdot R_{ВТ}}{p \cdot L_{В} + R_{ВТ}};$$

$$R_{ПВ} + R_{В} = R_{В\Sigma};$$

$$Z(p) = R_{В\Sigma} \cdot \left( 1 + \frac{p \cdot (L_{ПВ} + L_{S})}{R_{В\Sigma}} + \frac{p \cdot L_{В} \cdot R_{ВТ}}{R_{В\Sigma} \cdot R_{ВТ} \cdot \left(1 + p \cdot \frac{L_{В}}{R_{ВТ}}\right)} \right),$$

где  $\frac{L_{ПВ} + L_{S}}{R_{ВТ}} = T_{S}$  – постоянная времени рассеяния;

$\frac{L_{В}}{R_{В\Sigma}} = T_{В}$  – постоянная времени основного потокосцепления;

$\frac{L_{В}}{R_{ВТ}} = T_{ВТ}$  – постоянная времени контура вихревых токов.

$$Z(p) = R_{В\Sigma} \cdot \left[ 1 + p \cdot T_{S} + \frac{p \cdot T_{В}}{(1 + p \cdot T_{ВТ})} \right] = R_{В\Sigma} \cdot \left[ \frac{T_{S} \cdot T_{ВТ} \cdot p^2 + (T_{ВТ} + T_{S} + T_{В}) \cdot p + 1}{1 + p \cdot T_{ВТ}} \right].$$

$T_{S} \rightarrow 0$ ;  $T_{ВТ} \rightarrow 0$  – этими постоянными времени можно пренебречь.

$T_{В\Sigma} = T_{ВТ} + T_{S} + T_{В}$ ;

$$Z(p) = R_{В\Sigma} \cdot \left( \frac{1 + p \cdot T_{В\Sigma}}{1 + p \cdot T_{ВТ}} \right);$$

$$W1(p) = \frac{I_{В}(p)}{E_{ПВ}(p)} = \frac{1}{Z(p)} = \frac{1}{R_{В\Sigma}} \cdot \frac{1 + p \cdot T_{ВТ}}{1 + p \cdot T_{В\Sigma}};$$

$$I_{\mu}(p) = \frac{I_{В}(p) \cdot \left( \frac{p \cdot L_{В} \cdot R_{ВТ}}{p \cdot L_{В} + R_{ВТ}} \right)}{p \cdot L_{В}} = I_{В}(p) \frac{1}{1 + T_{ВТ}(p)}.$$

В результате получаем развернутую структурную схему цепи обмотки возбуждения (см. рисунок 3.12).

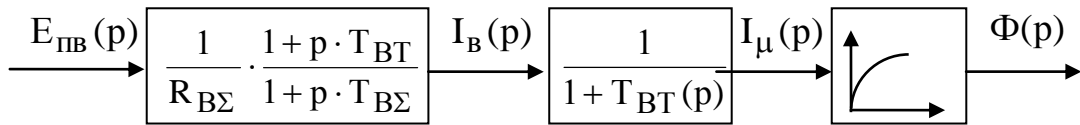


Рисунок 3.12

Равенство  $I_{\mu}(p) = I_{в}(p)$  – только в установившемся режиме, когда  $p = 0$ . В соответствии с рисунком 3.13, в динамических режимах ток  $I_{\mu}$  всегда отстает от тока  $I_{в}$ .

$K_{\Phi} = \frac{d\Phi}{dI_{\mu}}$  – коэффициент передачи магнитной цепи (см. рисунок 3.14).

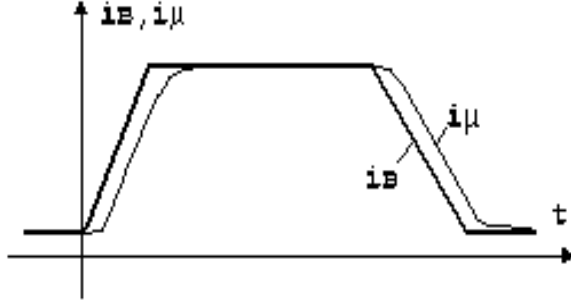


Рисунок 3.13

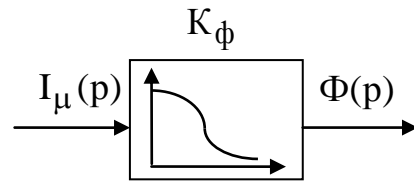


Рисунок 3.14

Полная структурная схема двигателя при двухзонном регулировании скорости представлена на рисунке 3.15, где приняты обозначения: ДП – датчик потока; МЦ – магнитная цепь обмотки возбуждения;  $C_e$  – множительное устройство;  $T_M'$  – постоянная времени при ослабленном потоке.

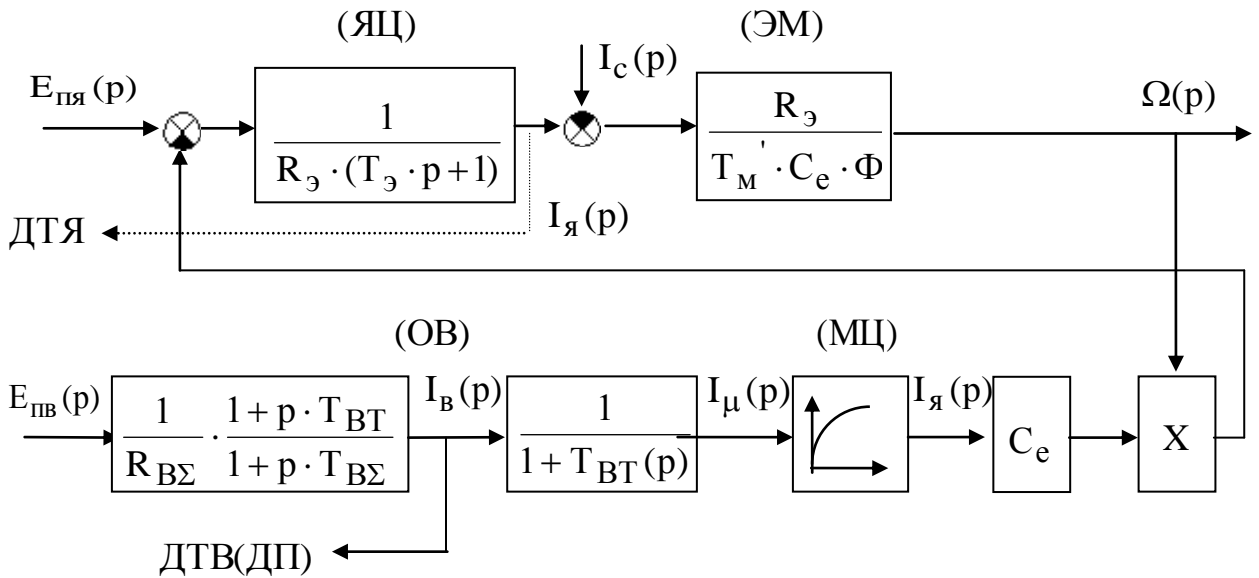


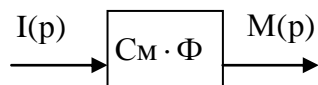
Рисунок 3.15 – Полная структурная схема двигателя при двухзонном регулировании скорости

$$T_M' = \frac{J \cdot R_{\varepsilon}}{C_e \cdot C_M \cdot \Phi^2} \cdot \frac{\Phi_H^2}{\Phi_H^2} = \frac{J \cdot R_{\varepsilon}}{C_e \cdot C_M \cdot \Phi_H^2} \cdot \frac{\Phi_H^2}{\Phi^2} = T_M \cdot \frac{\Phi_H^2}{\Phi^2}.$$



Несмотря на то, что коэффициент в электромеханической части двигателя на данной структурной схеме постоянен коэффициент передачи в контуре регулирования скорости будет уменьшаться при ослаблении потока.

### 3.2 Силовые преобразователи, как элемент САР



В качестве силовых преобразователей в системах АЭП постоянного тока применяются преобразователи следующих групп:

- а) электромашинные преобразователи
  - 1) генератор постоянного тока (ГПТ);
  - 2) электромашинный усилитель (ЭМУ) ( $P_{ЭМУ} \leq 11 \text{ кВт}$ ;  $P_{ГПТ} \approx 100 \text{ МВт}$ ).

Эти преобразователи применяются в старых системах АЭП, либо в мощных уникальных системах АЭП (используют ГПТ,  $P \geq 10 \text{ МВт}$ ).

- б) магнитовентильные преобразователи
  - силовой магнитный усилитель (100Вт ÷ 100кВт);

- в) ионные преобразователи;
  - ртутные вентили, игнитроны (100кВт ÷ 10МВт);

- г) полупроводниковые преобразователи

- 1) транзисторные (до 300кВт);
- 2) тиристорные (до 25МВт).

Полупроводниковые преобразователи преобразуют:

- нерегулируемое постоянное в регулируемое постоянное напряжение (ШИП, 1Вт ÷ 300кВт);
- нерегулируемое переменное в регулируемое постоянное напряжение (ведомые сетью управляемые выпрямители, 100Вт ÷ 25МВт).

#### **ШИП (широтно-импульсный преобразователь)**

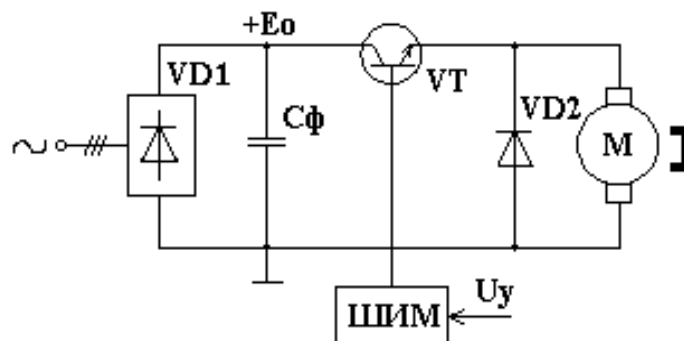


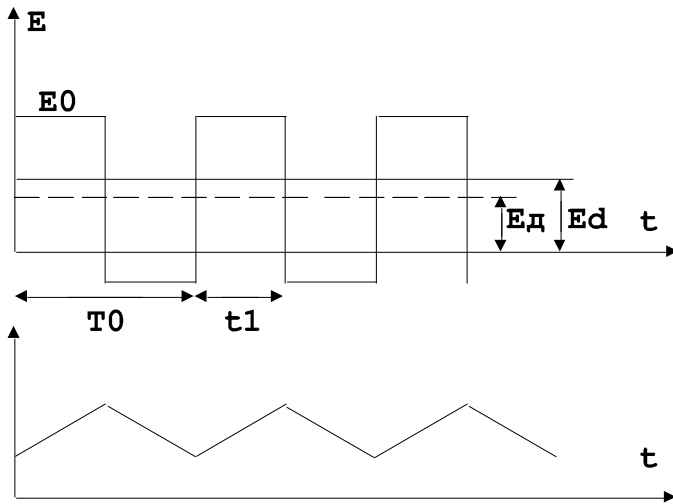
Рисунок 3.17

Регулирование выходного напряжения в ШИП осуществляется за счет изменения скважности (относительно продолжительности включенного состояния).

Транзисторы в этих преобразователях работают в ключевом режиме, а тиристоры должны иметь узлы искусственной коммутации.

Нереверсивный ШИП представлен на рисунке 3.17, где VD2 – защищает транзистор от перенапряжения.

Режим непрерывного тока (РНТ) – квазиустановившийся режим приведен на рисунке 3.18, где  $\gamma$  – относительная продолжительность включенного состояния.



$$f_0 = 500 \text{ Гц} - 10 \text{ кГц};$$

$$\gamma = 0 \div 1;$$

$$E_d = 0 \div E_0;$$

$$\gamma = \frac{t_1}{T_0}.$$

Рисунок 3.18

Структурная схема ШИМ приведена на рисунке 3.19, где приняты обозначения: СУ – система управления ШИП; СЦ – силовая цепь.

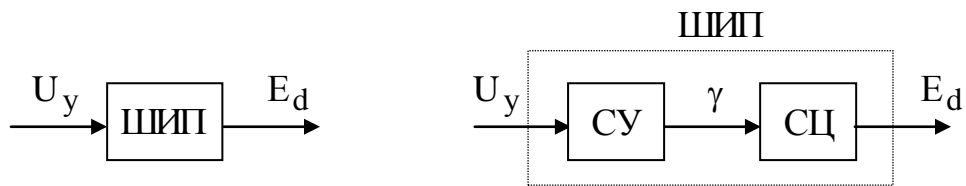


Рисунок 3.19

В соответствии с рисунком 3.19, можно построить регулировочную характеристику (см. рисунок 3.20).

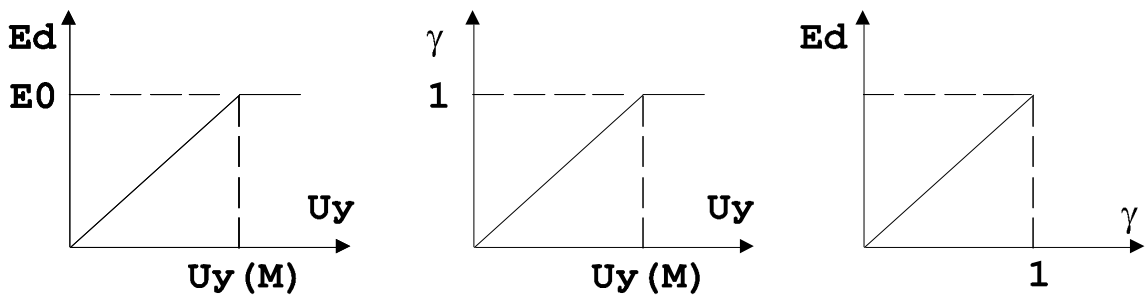


Рисунок 3.20

Внешняя характеристика представлена на рисунке 3.21, где приняты обозначения: РПТ – режим прерывистых токов; РНТ – режим непрерывных токов.

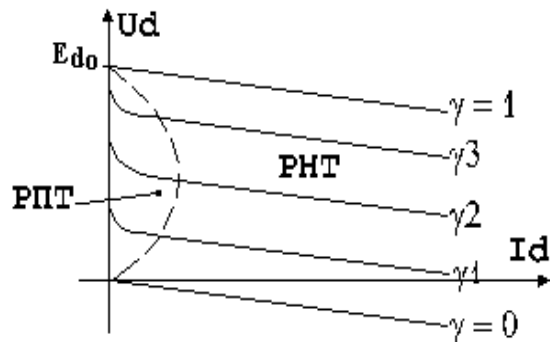


Рисунок 3.21

$$W_{\text{ШИП}}(p) = \frac{E_d(p)}{U_y(p)} = k_{\text{ШИП}} \cdot e^{-\tau p} \text{ – звено чистого запаздывания.}$$

Разложим в  $e^{\tau p}$  ряд

$$e^{\tau p} = \sum_0^{\infty} \left( \frac{(\tau \cdot p)^n}{n!} \right) = \frac{1}{1} + \frac{(\tau \cdot p)}{1} + \dots \approx 1 + \tau \cdot p.$$

$$e^{-\tau p} = \frac{1}{e^{\tau p}} \frac{1}{1 + \tau p};$$

$$W_{\text{ШИП}}(p) = \frac{k_{\text{ШИП}}}{1 + \tau p}.$$

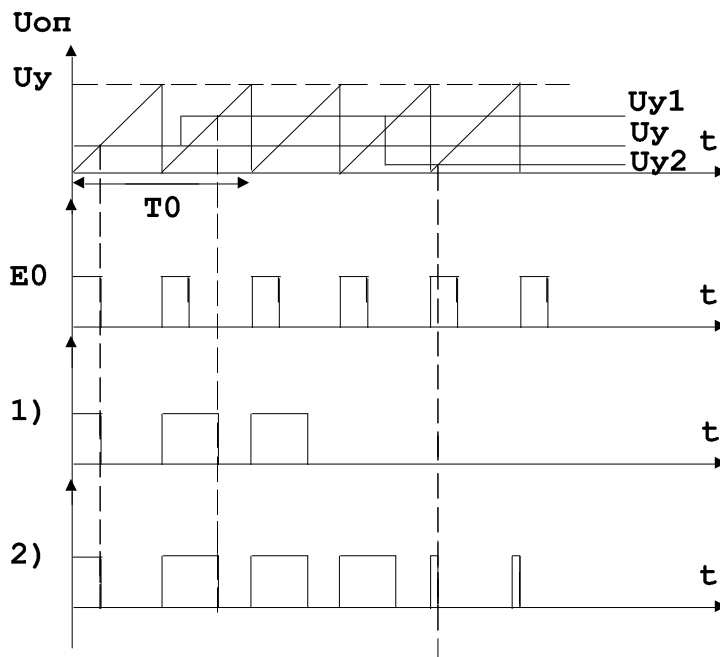


Рисунок 3.22

Как правило, для увеличения помехоустойчивости системы, на входе ШИП ставят фильтр (см. рисунок 3.23).

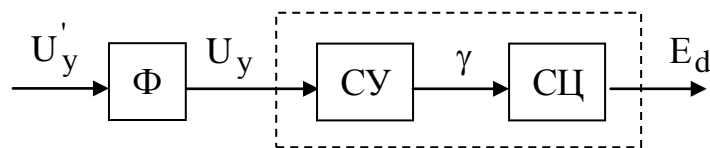


Рисунок 3.23

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{1 + T_{\Phi} \cdot p},$$

где  $T_{\Phi} = (1 \div 5) \text{мс}$ ,  $T_{\Phi} \gg \tau$ .

$$W_{\text{ШИП}}(p) = \frac{k_{\text{ШИП}}}{1 + T_{\Phi} \cdot p}.$$

На объектах с большой инерционностью, инерционностью самого ШИП можно пренебречь

$$W_{\text{ШИП}}(p) = k_{\text{ШИП}}.$$

Область применения ШИП – быстродействующие системы АЭП.

### Управляемые выпрямители

Регулирование выходного напряжения ведомых сетью тиристорных преобразователей осуществляется за счет задержки включения тиристорov относительно точки естественного включения ( $\alpha$  – угол управления).

$$\alpha_{\text{MIN}} \leq \alpha \leq \alpha_{\text{MAX}},$$

где  $\alpha_{\text{MIN}} = (10 \div 15)^\circ$  эл, чтобы не перескочить за точку естественной коммутации;

$$\alpha_{\text{MAX}} = (150 \div 165)^\circ \text{эл, чтобы не было опрокидывания инвертора.}$$

Базовой схемой является мостовая (1кВт÷1МВт),  $m_2 = 6$  (пульсность выходных напряжений гармоник входного тока: 5, 7, 11, 13 и т.д.). Применяется параллельное соединение двух мостов (1МВт÷6.3МВт),  $m_2 = 12$  (пульсность выходных напряжений гармоник входного тока: 1, 11, 13, 23, 25 и т.д.). Более 6,3МВт применяется схема  $m_2 = 24$  (гармоники входного тока: 1, 23, 25, 47, 49 и т.д.).

Внешняя характеристика неуправляемого выпрямителя представлена на рисунке 3.24, где принято обозначение – ОХИ – ограничительная характеристика инвертора.

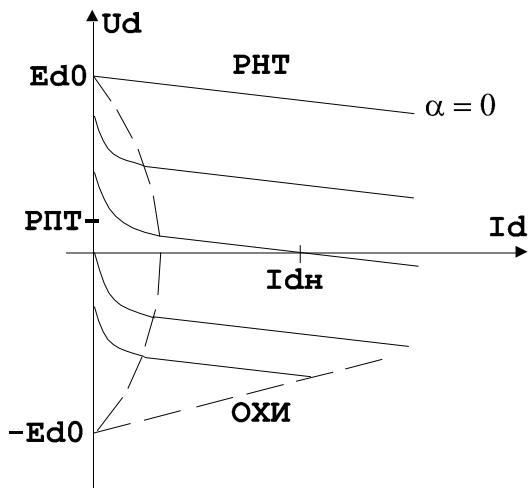


Рисунок 3.24

РНТ:

$$U_d = E_{d0} \cdot \cos \alpha - \Delta U_{k1} - \dots;$$

ОХИ:

$$U_d = -E_{d0} \cdot \cos \delta + \Delta U_{k1} + \dots,$$

где  $\delta$  – угол выключения тиристора, при  $\delta = 10$  эл. град. – восстановление запирающих свойств выключенного тиристора.

На рисунке 3.25 представлена структурная схема ведомого сетью тиристорного преобразователя, где приняты обозначения: ТП – тиристорный преобразователь; УВ – управляемый выпрямитель; СИФУ – система импульсно-фазового управления; СЧ – силовая часть. В соответствии с рисунком 3.25, регулировочные характеристики ведомых сетью тиристорных преобразователей будут иметь вид, представленный на рисунке 3.26.

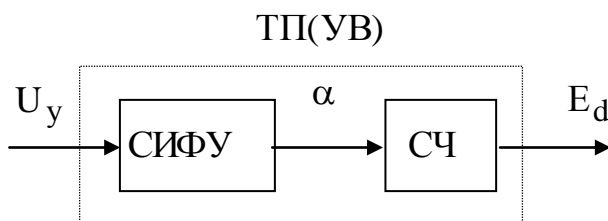


Рисунок 3.25

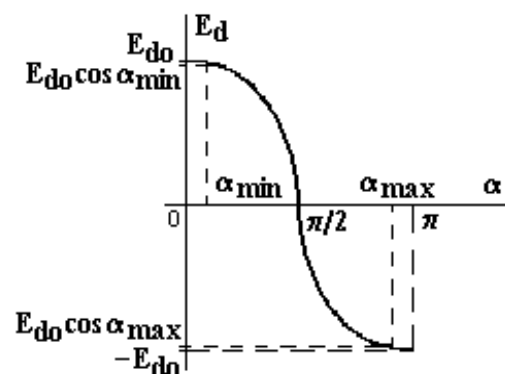


Рисунок 3.26

### 3.2.1 Регулировочные характеристики вентильных преобразователей при различных опорных напряжениях СИФУ

Структурная схема СИФУ с пилообразным опорным напряжением представлена на рисунке 3.27, где приняты обозначения: ГПН – генератор пилообразного напряжения (см. рисунок 3.28); УО – управляющий орган;  $U_0$  – напряжение смещения; НО – нуль-орган; ФДИ – формирователь длительности импульса ( $t_{уи}$  – время управляющего импульса;  $t_{уи} = (250 \div 350)\mu\text{с}$ ).

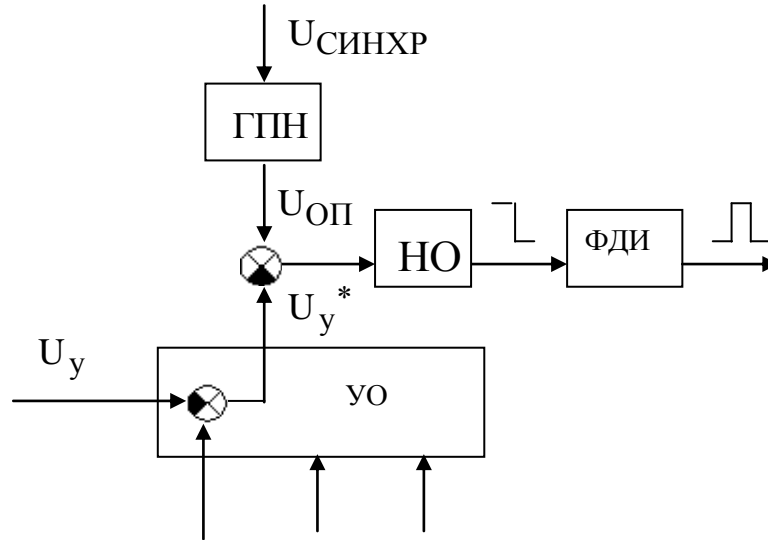


Рисунок 3.27

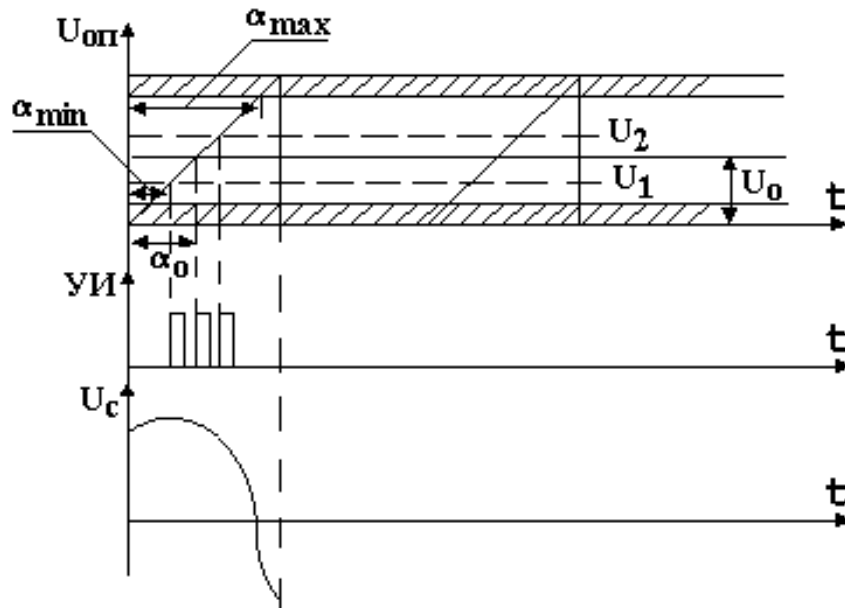


Рисунок 3.28

Регулировочная характеристика СИФУ

$$\alpha = \pi \cdot \frac{U_0 - U_y}{U_{ОП}}$$



В соответствии с уравнением, регулировочная характеристика СИФУ линейная (см. рисунок 3.29). На рисунке характеристика 1 – при  $\alpha = 90^\circ$ , 2 – при  $\alpha > 90^\circ$ ,  $U_0 \geq \frac{U_{ОП}}{2}$ .

Пусть  $U_0 = \frac{U_{ОП}}{2}$  и  $U_y = 0$ , тогда

$$\alpha = \pi \cdot \frac{U_0 - 0}{2 \cdot U_{ОП}} = \frac{\pi}{2} = 90^\circ \text{ эл.}$$

При  $\alpha = 90^\circ$ ,  $E_d = E_{d0} \cos \alpha = 0$ ; реально  $\alpha$  чуть больше  $90^\circ$ .

$$E_d = E_{d0} \cos \alpha = E_{d0} \cos \left( \pi \cdot \frac{U_0 - U_y}{U_{ОП}} \right).$$

Регулировочная характеристика тиристорного преобразователя в целом  $E_d = f(\alpha)$  нелинейная (косинусоидальная).

$$\begin{aligned} E_d &= E_{d0} \cos \alpha = E_{d0} \cos \left( \pi \cdot \frac{U_{ОП} - U_y}{U_{ОП}} \right) = E_{d0} \cos \left( \frac{\pi}{2} - \pi \cdot \frac{U_y}{U_{ОП}} \right) = \\ &= E_{d0} \sin \left( \pi \cdot \frac{U_y}{U_{ОП}} \right). \end{aligned}$$

В соответствии с уравнением регулировочная характеристика тиристорного преобразователя будет иметь вид, представленный на рисунке 3.30.

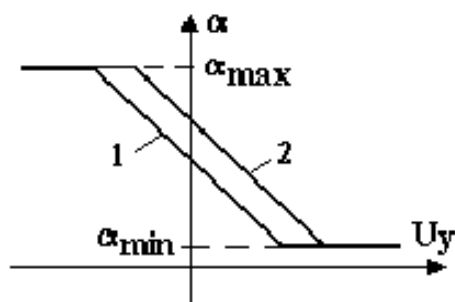


Рисунок 3.29

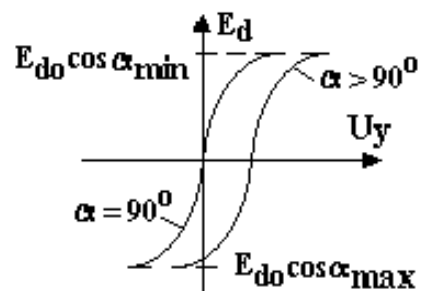


Рисунок 3.30

Коэффициент передачи тиристорного преобразователя (см. рисунок 3.31):

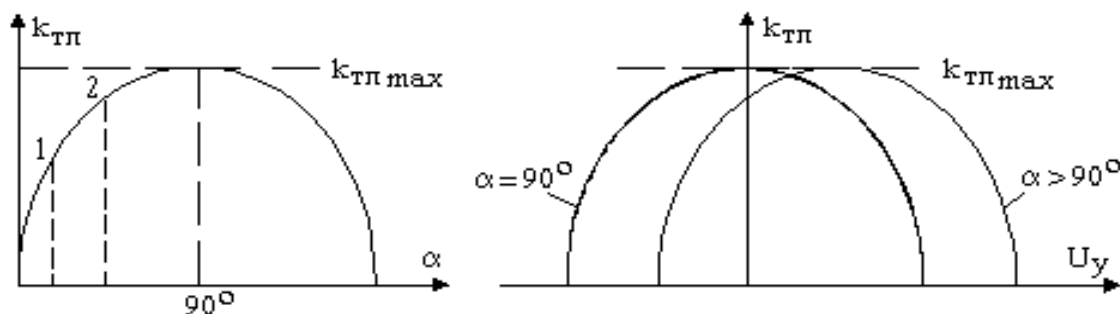


Рисунок 3.31

$$k_{ТП} = \frac{dE_d}{dU_y} = E_{d0} \cos\left(\pi \cdot \frac{U_0 - U_y}{U_{ОП}}\right) \cdot \frac{\pi}{U_{ОП}} = \text{var};$$

$$k_{ТП\text{max}} = \frac{\pi \cdot E_{d0}}{U_{ОП}}.$$

Пример –  $U_{дн} = 220\text{В} \rightarrow U_{d0} \cong 260\text{В}; U_{ОП} = 10\text{В}$

$$k_{ТП\text{max}} = \frac{\pi \cdot E_{d0}}{U_{ОП}} = \frac{3,14 \cdot 260}{10} \cong 80.$$

При расчете систем регулирования ориентируются на максимальное значение  $\alpha$ . Если тиристорный преобразователь работает, обеспечивая стабилизацию тока, то в расчетах следует подставлять то значение  $k_{ТП}$ , которое будет иметь тиристорный преобразователь при данном угле управления. В двухзонных электроприводах, при оптимизации контура тока возбуждения ориентируются на максимальный  $k_{ТП\text{max}}$ , который обычно бывает при ослабленном потоке.

Принцип работы СИФУ с синусоидальным опорным напряжением отражен на рисунке 3.32.

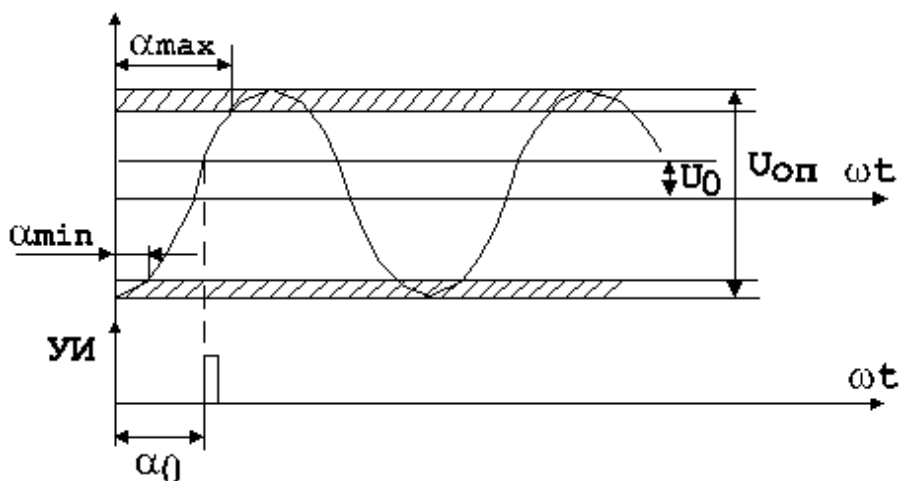


Рисунок 3.32

Найдем зависимость  $\alpha = f(U_y)$

$$\alpha = \frac{\pi}{2} + \arcsin\left(\frac{U_0 - U_y}{U_{ОП}/2}\right) = \arccos\left(\frac{U_y - U_0}{U_{ОП}/2}\right).$$

Характеристика СИФУ в данном случае нелинейная (см. рисунок 3.33).

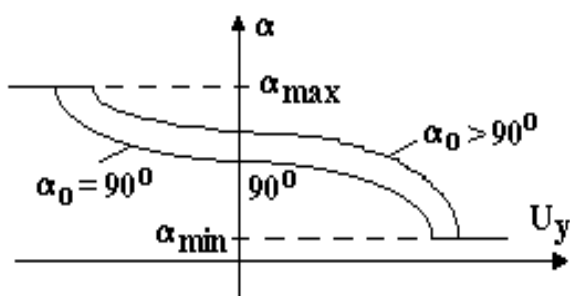


Рисунок 3.33

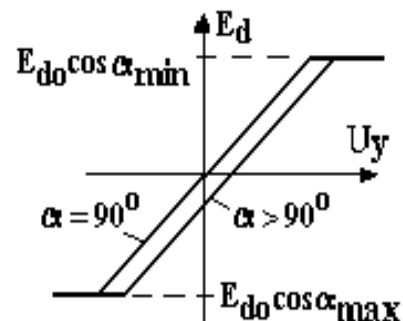


Рисунок 3.34

Регулировочная характеристика тиристорного преобразователя линейная

$$E_d = E_{d0} \cos \alpha = E_{d0} \cos \left( \arccos \left( \frac{U_y - U_0}{U_{OП} / 2} \right) \right) = E_{d0} \frac{U_y - U_0}{U_{OП} / 2};$$

$$E_d = 2 \cdot E_{d0} \cdot \frac{U_y - U_0}{U_{OП}}.$$

При  $\alpha_0 = 90^\circ$  ( $U_0 = 0$ ) (см. рисунок 3.34)

$$E_d = 2 \cdot E_{d0} \cdot \frac{U_y}{U_{OП}}.$$

Коэффициент передачи (см. рисунок 3.35)

$$k_{ТП} = \frac{dE_d}{dU_y} = \frac{2 \cdot E_{d0}}{U_{OП}} = \text{const.}$$

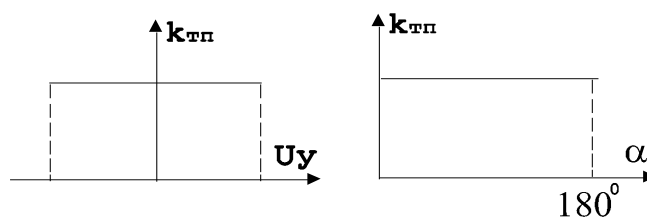


Рисунок 3.35

Линейная регулировочная характеристика тиристорного преобразователя предпочтительна для САР, т.к. с такой характеристикой звено имеет постоянный коэффициент во всем рабочем диапазоне.

Преобразователь с синусоидальным опорным напряжением применяется в системах тиристорного электропривода большой мощности, в которых очень важным становится вопрос использования тиристорного преобразователя по напряжению и в котором угол  $\alpha$  приближен к границам диапазонов ( $\alpha_{\text{MIN}}$ ;  $\alpha_{\text{MAX}}$ ).

Режим непрерывного тока является основным для электроприводов большой и средней мощности. В электроприводе малой мощности режим прерывистого тока существенен. В этих системах электропривода регулировочные характеристики силовой части преобразователя являются не только нелинейными (косинусоидальными), но и однозначными, что делает неоднозначными регулировочные характеристики преобразователя в целом.

### 3.2.2 Передаточная функция

Динамические свойства тиристорного преобразователя определяются его тремя специфическими особенностями:

а) тиристорный преобразователь – звено дискретное (импульс управления на тиристор формируется в определенные моменты времени);

б) тиристорный преобразователь – звено полууправляемое (включение тиристора осуществляется подачей управляющего импульса, а отключение при снижении тока до нуля);

в) реакция тиристорного преобразователя на изменение угла управления  $\alpha$  в сторону выпрямительного или инверторного режимов не одинакова (на перевод угла управления в сторону выпрямительного режима тиристорный преобразователь реагирует быстрее, а перевод тиристорного преобразователя в инверторный режим идет по синусоиде последней, включившейся фазы (нулевая схема)).

В силу этих особенностей тиристорный преобразователь – нелинейное звено.

Если частота входного управляющего сигнала меньше критической ( $\omega \leq \omega_{кр}$ ), то нелинейными свойствами преобразователя можно пренебречь, и считать его аperiodическим звеном первого порядка с передаточной функцией

$$W_{ТП}(p) = \frac{k_{ТП}}{1 + T_{ТП} \cdot p};$$

$$T_{ТП} = T_{\Phi} + T_{ССЗ},$$

где  $T_{\Phi}$  – постоянная времени фильтра, включенного на входе СИФУ  $T_{\Phi} \approx 3\text{мс}$ ;

$T_{ССЗ}$  – время среднестатистического запаздывания, которое дает силовая схема преобразователя;  $T_{ССЗ} = T_C / 2m$ ,  $T_C$  – период сети  $T_C = 1/f_C$ ;  $T_{ССЗ} = 3,33\text{мс}$  (трехфазная нулевая схема);  $T_{ССЗ} = 1,7\text{мс}$  (трехфазная мостовая схема).

Если частота среза контура, в котором работает тиристорный преобразователь значительно меньше критической ( $\omega \ll \omega_{кр}$ ), то передаточная функция может быть представлена

$$W_{ТП} = k_{ТП}.$$

### 3.2.3 Реверсивный вентильный преобразователь с отдельным управлением

Реверсивные тиристорные преобразователи применяются в тех системах электропривода, где требуется изменение знака момента. Последнее достигается либо за счет включения реверсивного тиристорного преобразователя в обмотку якоря, либо в обмотку возбуждения. Более экономичным является включение реверсивного тиристорного преобразователя в обмотку возбуждения, но включение в обмотку якоря повышает быстродействие системы.

Управление реверсивными комплектами тиристорных преобразователей может быть отдельным или совместным.

Принципы отдельного управления:

а) управляющие импульсы следует подавать только на один (работающий) комплект;

б) снимать управляющие импульсы можно только при отсутствии тока в силовой цепи (снятие управляющих импульсов в инверторном режиме вызовет опрокидывание инвертора);

в) при переключении комплектов следует отсчитывать паузу на восстановление запирающих свойств ранее включенных тиристоров

1)  $\Delta t_{II} = T_C/m$  – когда датчик нуля тока построен на базе датчика тока и нуля-органа;

2)  $\Delta t_{II} = 10$  эл. град. – когда датчик нуля тока построен на базе датчика проводимости вентиля.

Функциональная схема реверсивного ЭП с отдельным управлением комплекта тиристорного реверсивного преобразователя представлена на рисунке 3.36, где приняты обозначения: ЛПУ – логическое переключающее устройство (если в схеме нет реактора, то управление отдельное); ДНТ – датчик нуля тока; СРЭ – система регулирования ЭП; РТ – регулятор тока; РС – регулятор скорости; ДТ – датчик тока (датчик тока состоит из первичного датчика-шунта RS и усилителя УДТ); RS – первичный датчик шунта; УДТ – усилитель датчика тока.

В системах с подчиненным регулированием выходной сигнал регулятора скорости является задающим для контура тока и его уровень ( $U_{ЗТ}$ ) определяет величину тока, а знак направление тока. Поэтому этот сигнал исключается при выборе нужного для работы комплекта.

Диаграмма сигналов управления реверсивными комплектами ТП представлена на рисунке 3.37, где приняты обозначения:  $E_{дл}^{BP}$  – ЭДС в выпрямительном режиме;  $E$  – против ЭДС двигателя.

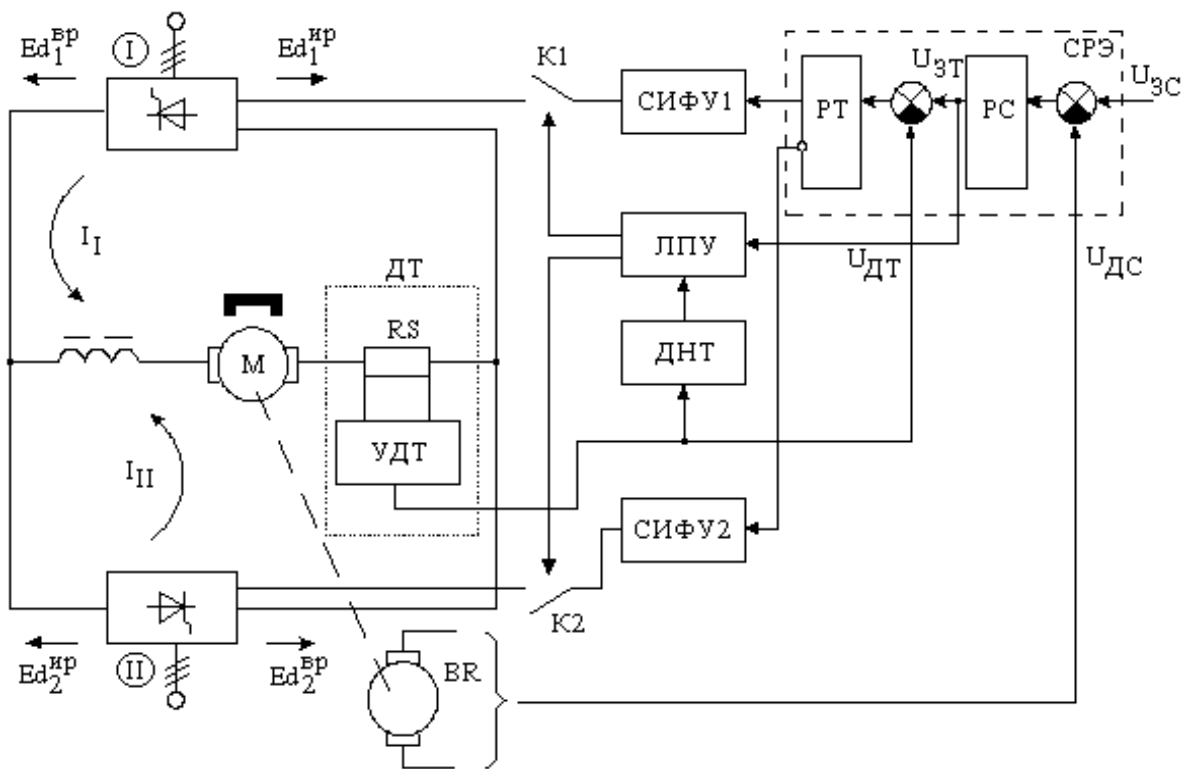


Рисунок 3.36

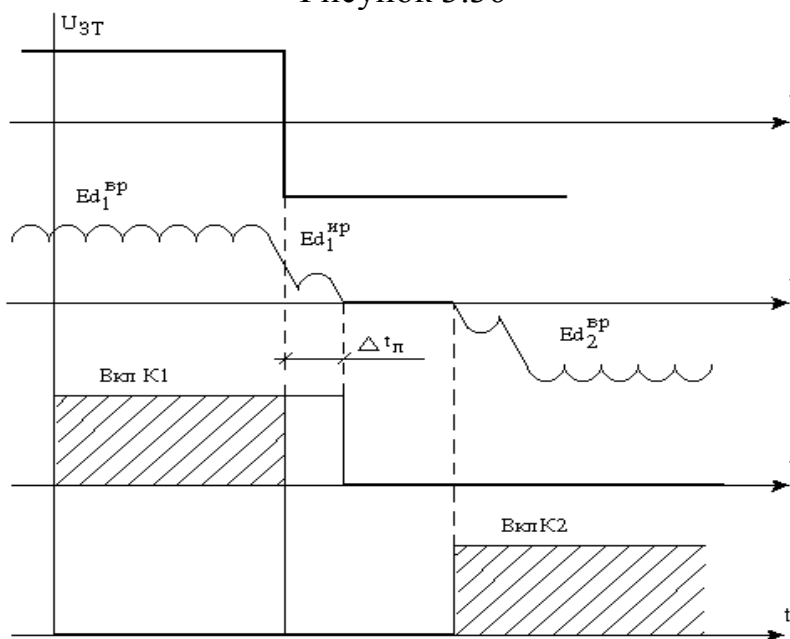


Рисунок 3.37

Процесс гашения тока при  $E_{d1}^{BP} < E$ .

Виды ЛПУ:

- позиционные (2-х и 3-х позиционные);
- сканирующего типа;
- комбинированные.

1) Позиционные управляются сигналом из системы регулирования ЭП.

У 3-х позиционных если  $|U_{3T}| < U_{Порог}$ ,  $K_2$  и  $K_1$  – разомкн.;  $U_{3T} > U_{Порог}$ ,  $K_1$  – замкн.,  $K_2$  – разомкн.;  $U_{3T} < U_{Порог}$ ,  $K_2$  – замкн.,  $K_1$  – разомкн. (см. рисунок 3.38).

У 2-х позиционных ЛПУ имеется комплект, который включен при любом сигнале задания (см. рисунок 3.39).

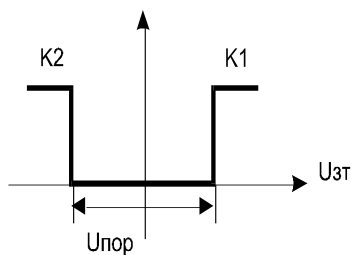


Рисунок 3.38

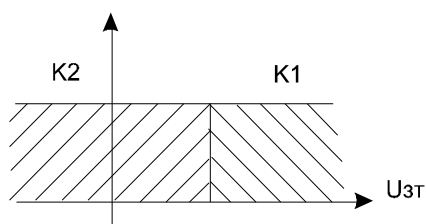
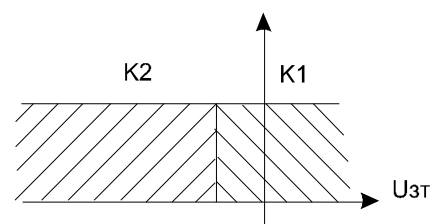


Рисунок 3.39



2) ЛПУ сканирующего типа.

Для работы ЛПУ этого типа сигналы системы регулирования ЭП не требуются. Эти ЛПУ поочередно разрешают работу одному, либо другому комплекту до тех пор, пока один из комплектов не заблокируется непрерывным током, для этого достаточно прохождения не менее 2-х импульсов тока.

Диаграмма работы ЛПУ сканирующего типа представлена на рисунке 3.40, где приняты обозначения:  $t_0$  – время отброса;  $\theta$  – задержка на обработку необходимого в данный момент тока на время не более чем  $t_0$ .

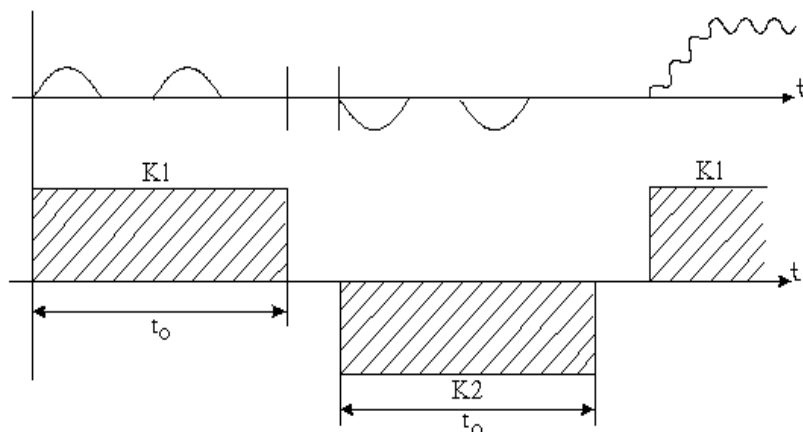


Рисунок 3.40

3) Комбинированное ЛПУ (см. рисунок 3.41).

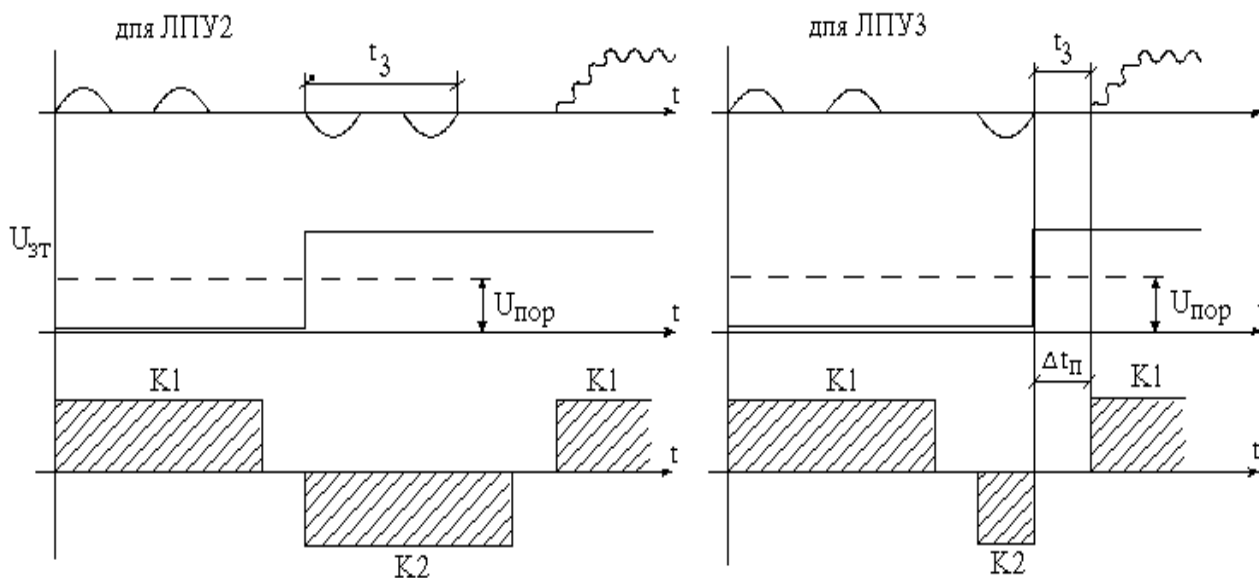


Рисунок 3.41

Когда  $|U_{3T}| < U_{\text{Порог}}$ , то сканирующий режим;  $|U_{3T}| > U_{\text{Порог}}$  – позиционный режим.

### Датчики нуля тока (ДНТ)

Датчики нуля тока фиксируют отсутствие тока в силовой цепи.

1) На базе датчика тока (ДТ)

$$U_{\text{ДТН}} = 1 \rightarrow I_d = 0;$$

$$U_{\text{ДТН}} = 0 \rightarrow I_d \neq 0.$$

Датчик нуля тока на базе датчика тока представлен на рисунке 3.42, где приняты обозначения: К – компаратор; ВМ – выявитель модуля.

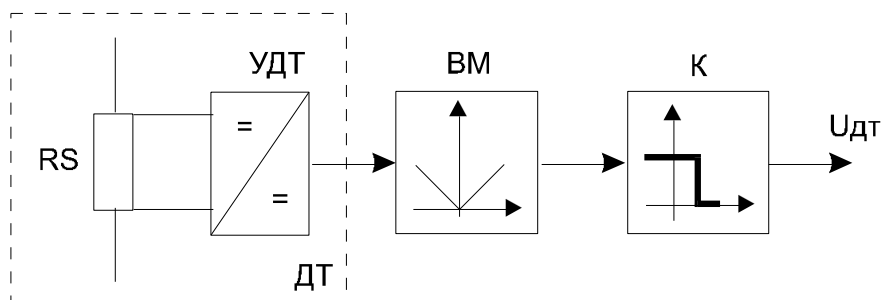


Рисунок 3.42

Из-за конечной чувствительности датчика информация об отсутствии тока может формироваться при наличии очень малого тока. С такими ДНТ пауза при переключении ( $\Delta t_{\text{П}}$ ) должна быть больше или равна пульсности преобразователя, чтобы ток наверняка упал до нуля.

2) На базе датчиков проводимости вентилях (ДПВ)

Принцип работы датчиков данного типа состоит в том, что контролируется напряжение на тиристорах реверсивных комплектов.

Если на всех тиристорах  $U > U_{\text{Пор}}$  (25В), значит все тиристоры выключены, ток в силовой цепи отсутствует. ДПВ косвенно определяет отсутствие тока в цепи.

В мостовых реверсивных преобразователях достаточно контролировать напряжение на какой-то одной группе тиристоров (см. рисунок 3.43).

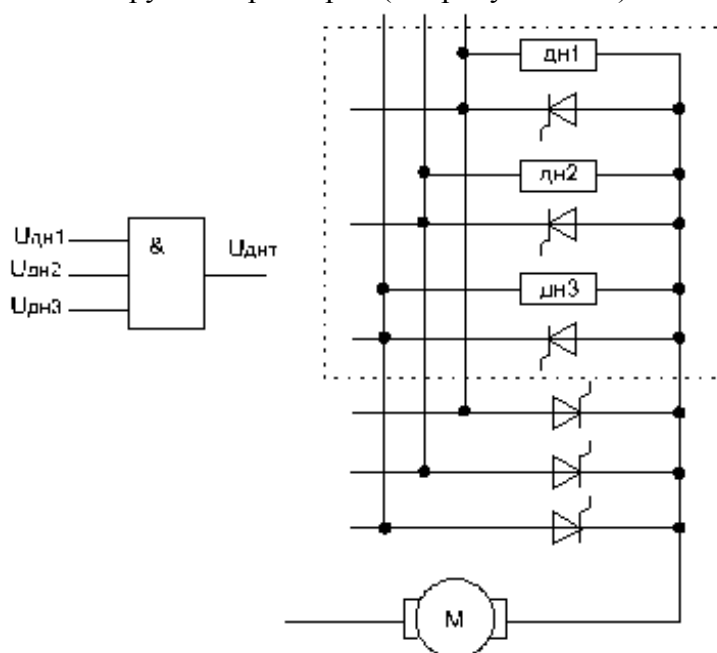


Рисунок 3.43

На рисунке 3.43 принято обозначение – ДН – датчик напряжения.

$U_{ДН} = 1$  когда  $U_{VS} > U_{Пор}$ .

Этот датчик формирует сигнал об отсутствии тока с гарантией (т.к.  $U_{VS} = 1,5 \div 2B$ ).

Недостаток: формирование ложного сигнала о наличии тока в моменты прохождения фазных напряжений через ноль (см. рисунок 3.44).

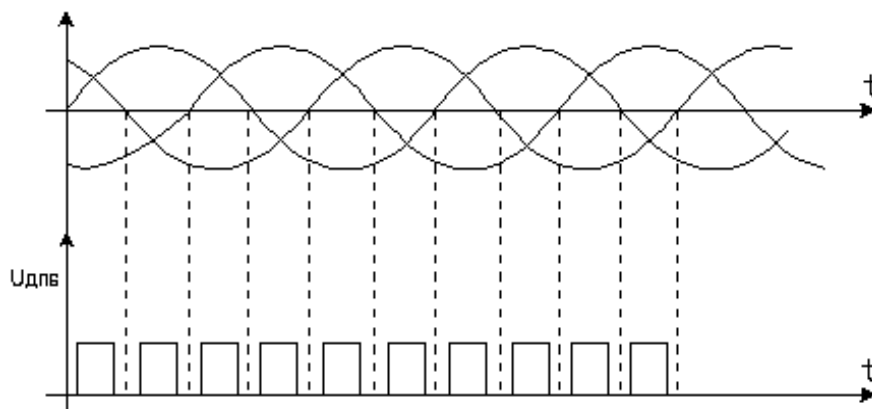


Рисунок 3.44

Статические характеристики преобразователя с раздельным управлением представлены на рисунке 3.45.

$\alpha_I + \alpha_{II} = 180^\circ$ эл. – раздельное несогласованное управление;

$\alpha_I + \alpha_{II} > 180^\circ$ эл. – раздельное согласованное управление, что представлено на рисунке 3.45.

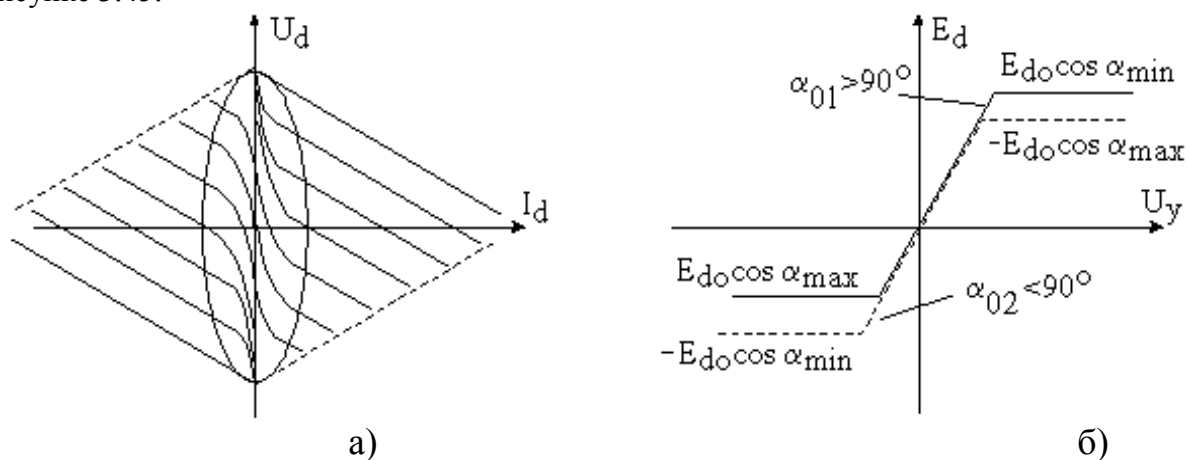


Рисунок 3.45 – а) внешняя характеристика;

б) регулировочная характеристика

Достоинство – отсутствие уравнительных реакторов в силовой цепи.

Недостатки:

- меньшее быстродействие, чем в преобразователях с совместным управлением, т.к. процессы в реверсивных комплектах протекают последовательно;
- наличие зоны прерывистых токов, что вызывает нелинейность внешних характеристик.



### 3.2.4 Реверсивные тиристорные преобразователи с совместным управлением

При совместном управлении импульсы поступают на оба комплекта тиристоров.

Рассмотрим принцип работы на примере 3-х фазного нулевого преобразователя (см. рисунок 3.46).

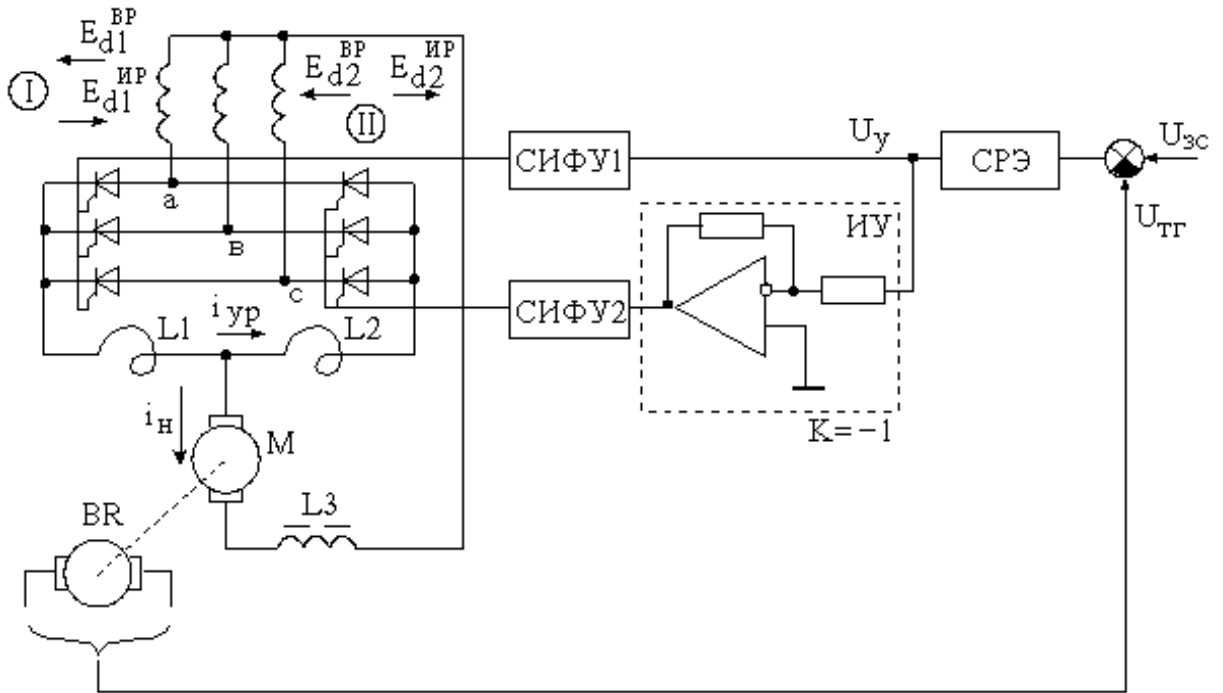


Рисунок 3.46

На рисунке приняты обозначения: ИУ – инвертирующий усилитель ( $K = 1$ )

а) если  $U_y = 0$ , то  $\alpha_1 = \alpha_{01}$ ,  $\alpha_2 = \alpha_{02}$ .

$\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ$ эл. – совместное согласованное;  $\alpha_1 + \alpha_2 > 180^\circ$ эл. – совместное несогласованное;

б) если  $U_y > 0$ , то  $\alpha_1 \rightarrow$  ВР ( $\alpha_1 < \alpha_{01}$ ),  $\alpha_2 \rightarrow$  ИР ( $\alpha_2 > \alpha_{02}$ );

в) если  $U_y < 0$ , то  $\alpha_1 \rightarrow$  ИР ( $\alpha_1 > \alpha_{01}$ ),  $\alpha_2 \rightarrow$  ВР ( $\alpha_2 < \alpha_{02}$ ).

$L_1$ ,  $L_2$  – уравнивательные реакторы, которые ограничивают на допустимом уровне уравнивательный ток, который протекает всегда в одном направлении от (I) к (II) минуя цепь нагрузки.

Уравнивательные реакторы могут быть насыщающиеся и ненасыщающиеся. Первые легче и насыщаются только током нагрузки, вторые – одновременно выполняют роль сглаживающего дросселя, большие габариты.

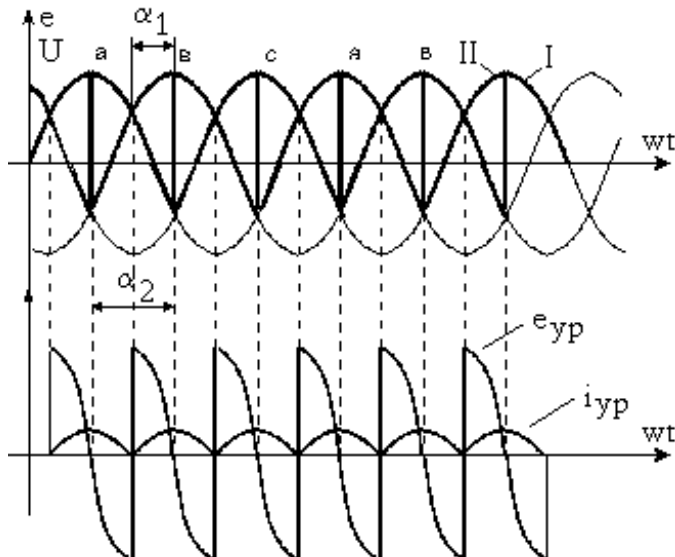


Рисунок 3.47

Диаграмма уравнивательных токов и напряжений представлена на рисунке 3.47, где

$\alpha_1 = 60^\circ$ эл. (ВР),

$\alpha_2 = 120^\circ$ эл. (ИР),

$\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ$ эл.

$E_{d1} = E_{d0} \cdot \cos \alpha_1$ ;

$E_{d2} = E_{d0} \cdot \cos \alpha_2 = E_{d0} \cdot \cos(180 - \alpha_1) = -E_{d0} \cdot \cos \alpha_1$ , т.е.  $|E_{d1}| = |E_{d2}|$ ;

$e_{yp} = e_1 - e_2 = e_L$ .

Причина статических уравнильных токов заключается в неравенстве мгновенных ЭДС комплектов. При совместном согласованном управлении (+) и (-) площади одинаковы, поэтому уравнильный ток имеет гранично-непрерывный характер.

При любом согласовании реверсивных комплектов ЭДС первого комплекта не должна превышать по модулю ЭДС второго комплекта, в этом случае в уравнильной ЭДС будет отсутствовать постоянная составляющая и поэтому ограничение уравнильного тока можно обеспечить за счет включения только индуктивных элементов.

$$i_{yp} \leq 30\% I_H.$$

В каждый момент времени к нагрузке подключен тот или иной комплект (неработающий в данный момент комплект прогружен только  $I_{yp}$ ). Если ЭП в двигательном режиме, то к нагрузке подключен выпрямительный комплект, если в тормозном режиме, то инвертирующий комплект (см. рисунок 3.48).

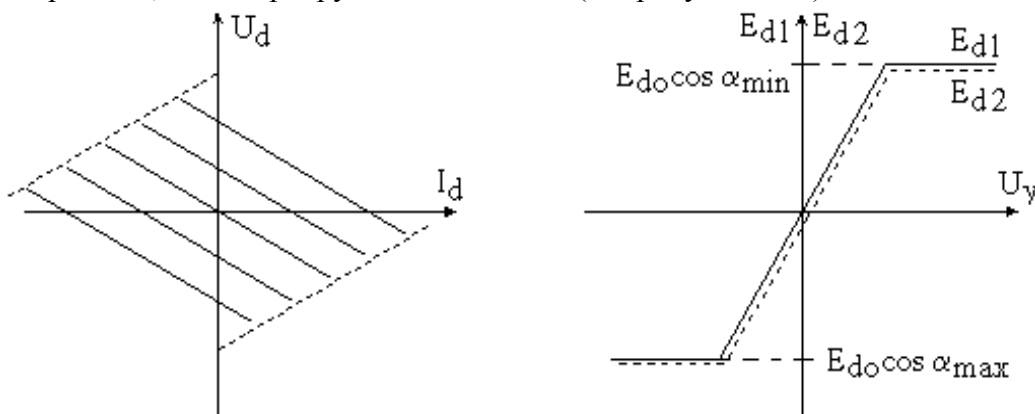


Рисунок 3.48 – Внешние и регулировочные характеристики при совместном несогласованном управлении

Снижение массогабаритных показателей уравнильных реакторов и уравнильного тока достигается за счет применения несогласованного совместного управления ( $\alpha_1 + \alpha_2 > 180^\circ$ эл.). Но в этом случае уравнильный ток имеет прерывистый характер, т.к.  $S_{(+)} < S_{(-)}$ , внешние характеристики преобразователя, при этом будут иметь зону ПТ, а регулировочная характеристика – неоднозначность (см. рисунок 3.49).

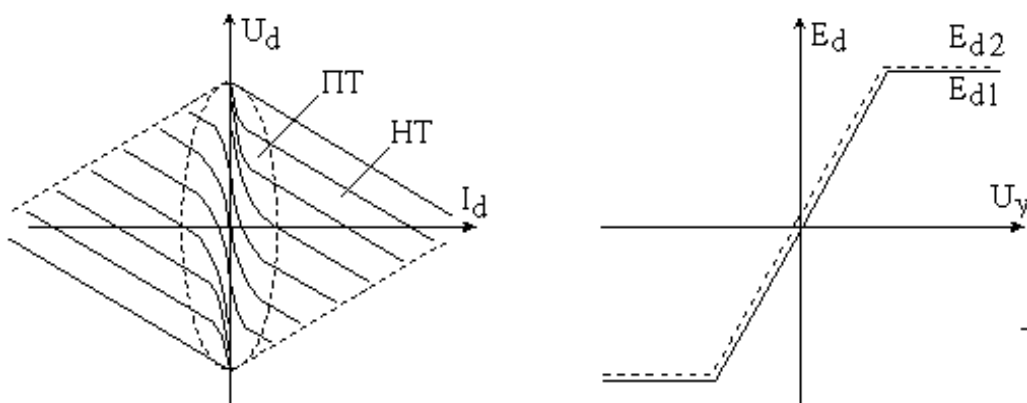


Рисунок 3.49 – Внешние и регулировочные характеристики при совместном несогласованном управлении

$\alpha_{0(1,2)} = 90^\circ$ эл. ( $\alpha_{\min} = \pi - \alpha_{\max}$ ) – совместное согласованное управление;  
 $\alpha_{0(1,2)} > 90^\circ$ эл. – совместное несогласованное управление.

Особенности динамических режимов реверсивных преобразователей с совместным управлением.

Из-за неодинаковости перехода в ВР и в ИР в преобразователях с совместным управлением имеет место динамический уравнивающий ток (см. рисунок 3.50).

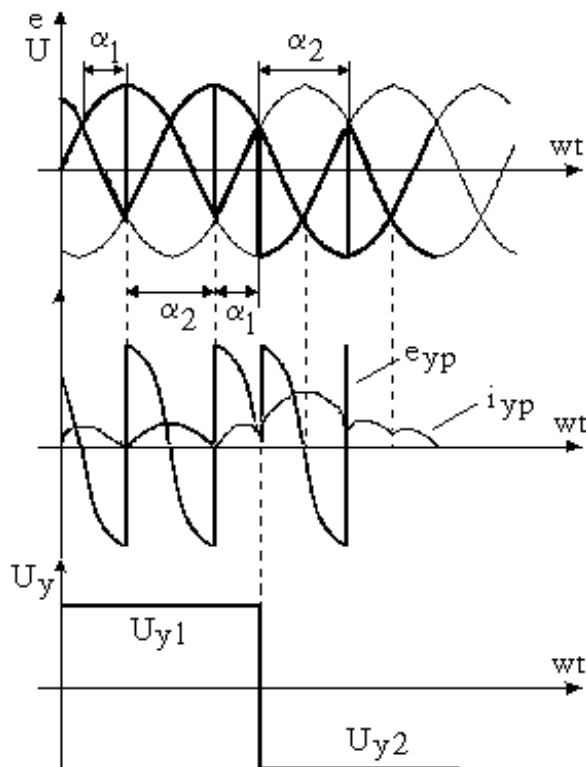


Рисунок 3.50

На рисунке при  $U_{y1}$   $\alpha_2 = 120^\circ$ эл.,  $\alpha_1 = 60^\circ$ эл., при  $U_{y2}$   $\alpha_1 = 120^\circ$ эл.,  $\alpha_2 = 60^\circ$ эл. В ИР комплект переходит по синусоиде, а в ВР практически мгновенно. Это вызывает в  $e_{yр}$  нескомпенсированной площади  $S_{(+)}$ , которая вызывает бросок тока  $I_{yр дин} > 2I_{ст др}$ .

Для уменьшения  $I_{yр дин}$  на входе СИФУ (на выходе системы регулирования) ставят фильтр с постоянной времени (5÷7)мс, который сглаживает скачки сигнала управления  $U_y$ . В этом случае переход в ВР затягивается, неодинаковость выравнивается и исключается причина, вызывающая  $I_{yр дин}$ . Но при этом снижается быстродействие реверсивного преобразователя в целом.

Достоинства:

- при совместном согласованном управлении отсутствует зона ПТ, внешние характеристики линейны и однозначны регулировочные;
- максимальное быстродействие;
- при совместном несогласованном управлении меньшее значение  $I_{yр}$ , меньше габариты уравнивающих реакторов.

Недостатки:

- наличие  $I_{yр}$  и уравнивающих реакторов в силовой цепи;
- невозможно предельное использование преобразователей по установленной мощности (из-за связи  $\alpha_{min} = \pi - \alpha_{max}$ ).

Область применения – ЭП с малой и средней мощностью, где требуется быстродействие.

### 3.3 Регуляторы

Регуляторы предназначены для суммирования задающего сигнала и сигналов обратной связи, а также для формирования статических и динамических характеристик замкнутой системы.

Регуляторы строятся на операционных усилителях (ОУ) в интегральном исполнении. ОУ имеет пять основных выводов (см. рисунок 3.51):

- два для входных сигналов;
- один выходной;
- два для подключения к источнику питания.

При работе в линейном режиме  $\Delta U_{ВХ} = U_{ВХ}^{(-)} - U_{ВХ}^{(+)} \approx 0$ . При напряжении питания  $\pm 15В$  напряжение насыщения  $U_{НАС} = \pm 13В$  (см. рисунок 3.52).

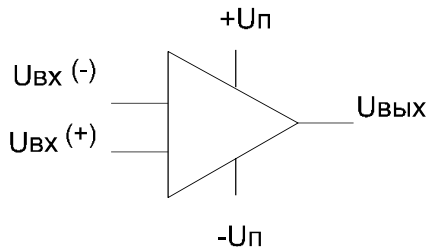


Рисунок 3.51

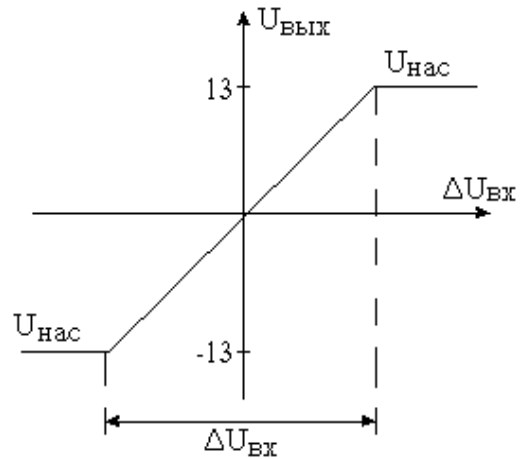


Рисунок 3.52

$$\Delta U_{ВХ(1)} = \frac{2 \cdot U_{НАС}}{K_{ОУ}}$$

Пример – пусть  $K_{ОУ} = 26000$  ( $10000 \leq K_{ОУ} \leq 100000$ )

$$\Delta U_{ВХ(1)} = \frac{2 \cdot 13}{26000} = 1\text{мВ} \text{ – перевод ОУ с одного уровня на другой.}$$

### 3.3.1 Основные схемы включения ОУ

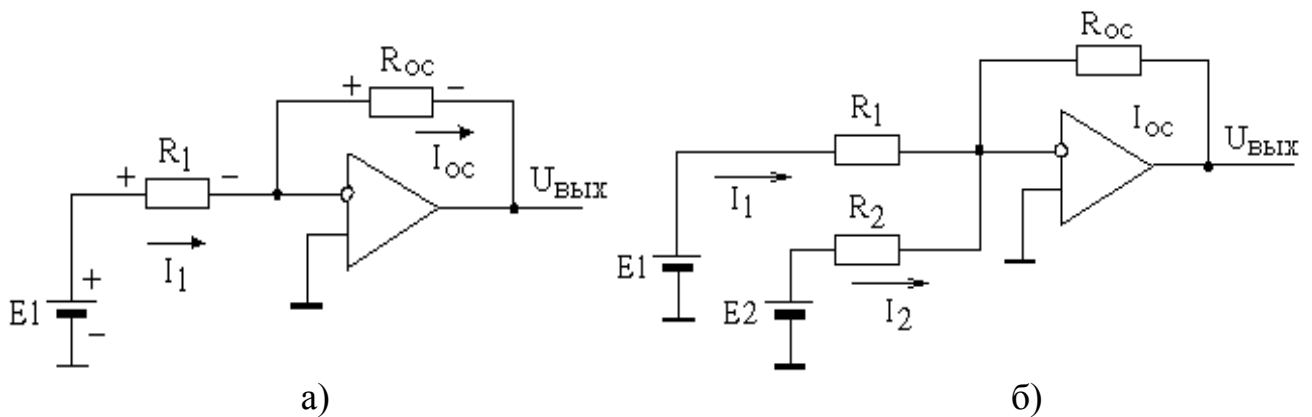


Рисунок 3.53

Правила для анализа схем ОУ:

- $\Delta U_{ВХ} \approx 0$  (т.к.  $K_{ОУ} \rightarrow \infty$ );
- по входу ОУ не потребляет ток  $I_{ВХ} = 0$  (т.к. большое входное сопротивление  $R_{ВХ} \rightarrow \infty$ ).

*Инвертирующее включение*

а) В соответствии с рисунком 3.53а, напряжение на выходе ОУ

$$U_{ВЫХ} = -\frac{R_{ОС}}{R_1} \cdot E_1 = -K_{(-)} \cdot E_1,$$

где  $K_{(-)} = \frac{R_{oc}}{R_1}$  – на инвертирующем входе.

$$U_{\text{ВЫХ}} = -I_{oc} \cdot R_{oc} \quad (\text{т.к. } \Delta U_{\text{ВХ}} = 0),$$

где  $I_{oc} = I_1$  (т.к.  $R_{\text{ВХ ОУ}} = \infty$ );  $I_1 = \frac{E_1}{R_1}$  (т.к.  $\Delta U_{\text{ВХ}} = 0$ ).

$$\text{Тогда } U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{R_{oc}}{R_1} \cdot E_1.$$

б) Инвертирующий сумматор (рисунок 3.53б)

Во входной цепи два независимых контура и  $I_1$  не влияет на  $I_2$  (см. рисунок 3.54). Выходной сигнал  $U_{\text{ВЫХ}}$  находится методом суперпозиции.

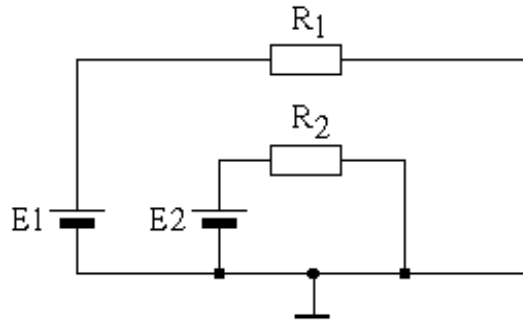


Рисунок 3.54

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{R_{oc}}{R_1} E_1 - \frac{R_{oc}}{R_2} E_2 = -K_1 E_1 - K_2 E_2,$$

где  $K_1 = \frac{R_{oc}}{R_1}$ ;  $K_2 = \frac{R_{oc}}{R_2}$ .

Коэффициент передачи по каждому входу разный  $K_1$ ,  $K_2$  и  $K_1 = K_2$  только при равенстве входных сопротивлений

$$K_1 = K_2, \text{ если } R_1 = R_2.$$

Инвертирующее включение применяется:

- для масштабного преобразования и инверсии сигнала;
- для суммирования сигналов с инверсией.

### Неинвертирующее включение

а) Изолирующий повторитель (рисунок 3.55а)

$$U_{\text{ВЫХ}} = E_1 \quad (\Delta U_{\text{ВХ}} = 0)$$

б) Неинвертирующий усилитель (рисунок 3.55б)

$$U_{\text{ВЫХ}} = I_{oc} \cdot R_{oc} + I_1 \cdot R_1,$$

где  $I_{oc} = I_1$  (т.к.  $R_{\text{ВХ}} = \infty$ );  $I_1 = E_1 / R_1$  ( $\Delta U_{\text{ВХ}} = 0$ ).

$$U_{\text{ВЫХ}} = E_1 / R_1 \cdot (R_{oc} + R_1) = E_1 \cdot (R_{oc} / R_1 + 1) = K_{(+)} \cdot E_1,$$

где  $K_{(+)}$  – коэффициент усиления.

$$\frac{R_{oc}}{R_1} = K_{(-)}; \quad \frac{R_{oc}}{R_1} + 1 = K_{(+)} = K_{(-)} + 1.$$

в) неинвертирующий сумматор (рисунок 3.55в)

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} \cdot (R_{oc} / R + 1) = \{R_{oc} = R\} = 2 \cdot U_{\text{ВХ}(+)}$$

$$U_{\text{ВХ}(+)} = ?$$

Контур К (см. рисунок 3.55в):  $E_1 - E_2 = I \cdot (R_1 + R_2)$ ;

$$I = \frac{E_1 - E_2}{R_1 + R_2};$$

$$U_{\text{ВХ}(+)} = E_1 - R_1 \cdot I = \frac{E_1 \cdot R_2 + E_2 \cdot R_1}{R_1 + R_2} = \frac{E_1 + E_2}{2} \text{ при } R_1=R_2;$$

$$U_{\text{ВХ}} = \frac{E_1 + E_2}{2} \left( \frac{R_{\text{ОС}}}{R} + 1 \right).$$

Если  $R = R_1 = R_2 = R_{\text{ОС}}$ , то  $U_{\text{ВЫХ}} = E_1 + E_2$ .

В данном случае источники входных сигналов  $E_1, E_2$  действуют друг на друга, чего нет в системах с инвертирующим включением.

Применяются для масштабного преобразования и суммирования сигнала без инверсии.

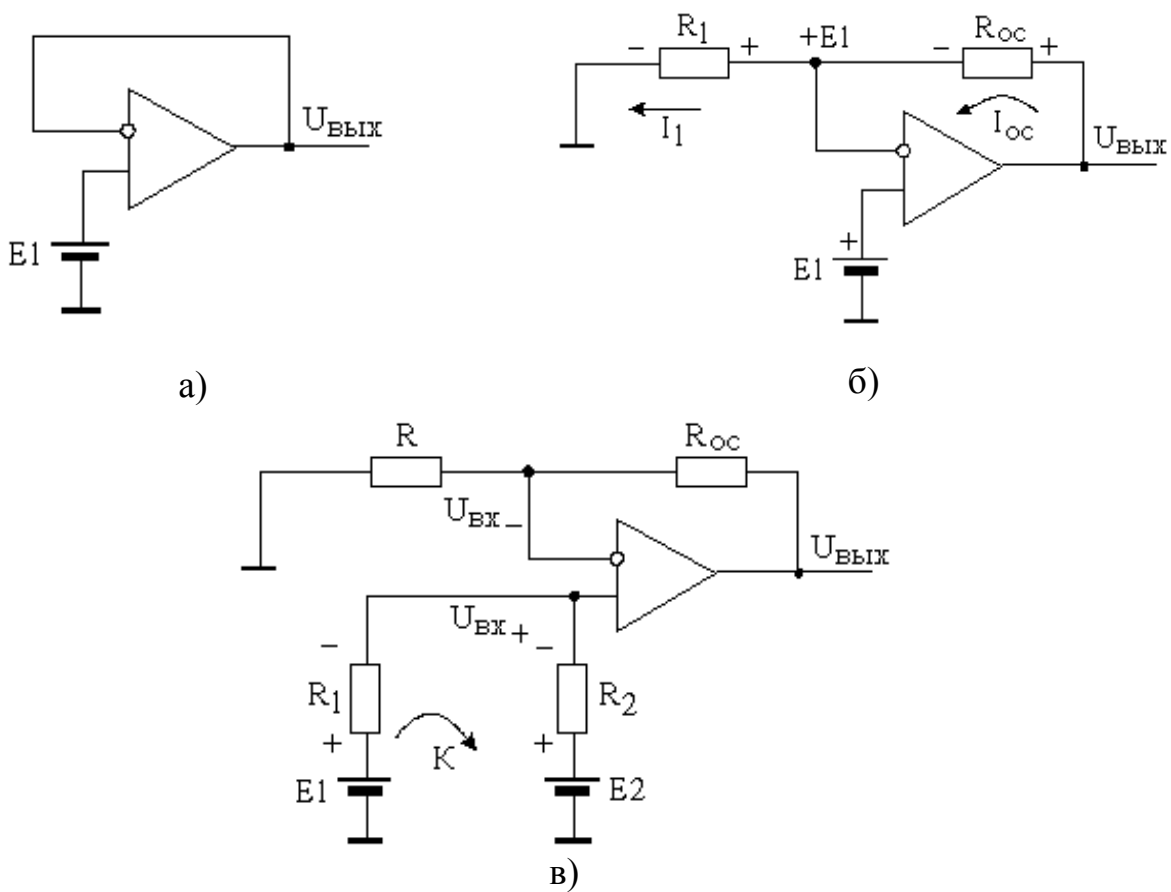


Рисунок 3.55

### 3.3.2 Схемы включения ОУ с ограничением входного сигнала

Ограничение выходного сигнала используется для ограничения величины задающего входного сигнала на внутреннем контуре регулирования в системах с подчиненным регулированием параметров.

#### 1) Схемы включения с нерегулируемым ограничением входного сигнала

В соответствии с рисунком 3.56, ограничение осуществляется за счет введения нелинейных элементов в цепь обратной связи ОУ.

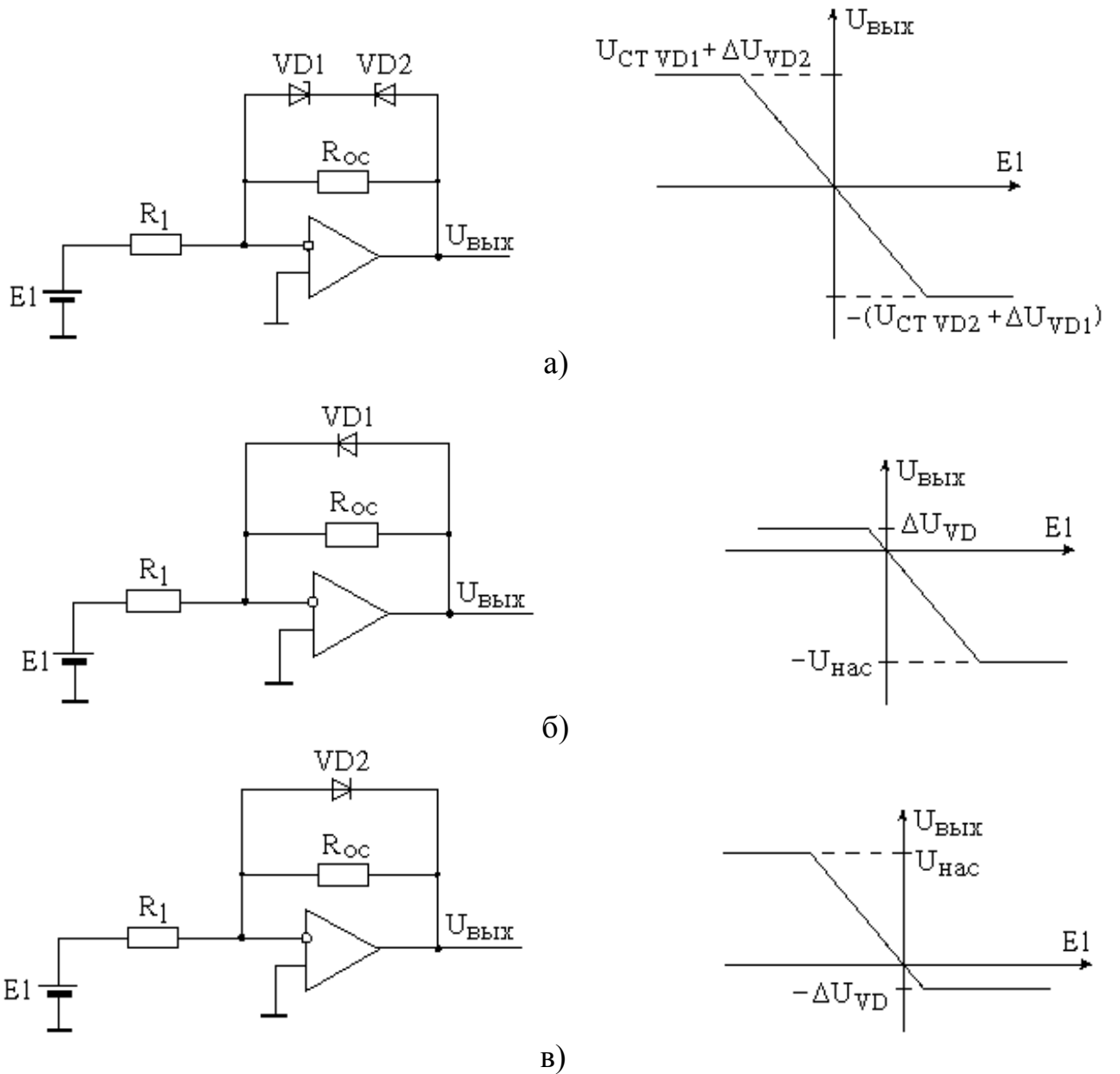


Рисунок 3.56

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{R_{\text{oc}}}{R_1} \cdot E_1;$$

$$-(U_{\text{СТ VD2}} + \Delta U_{\text{VD1}}) \leq U_{\text{ВЫХ}} \leq U_{\text{СТ VD1}} + \Delta U_{\text{VD2}},$$

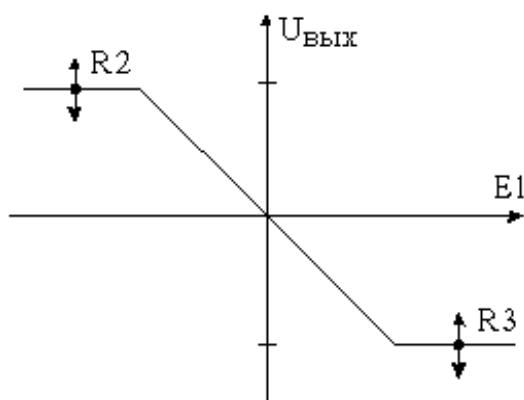
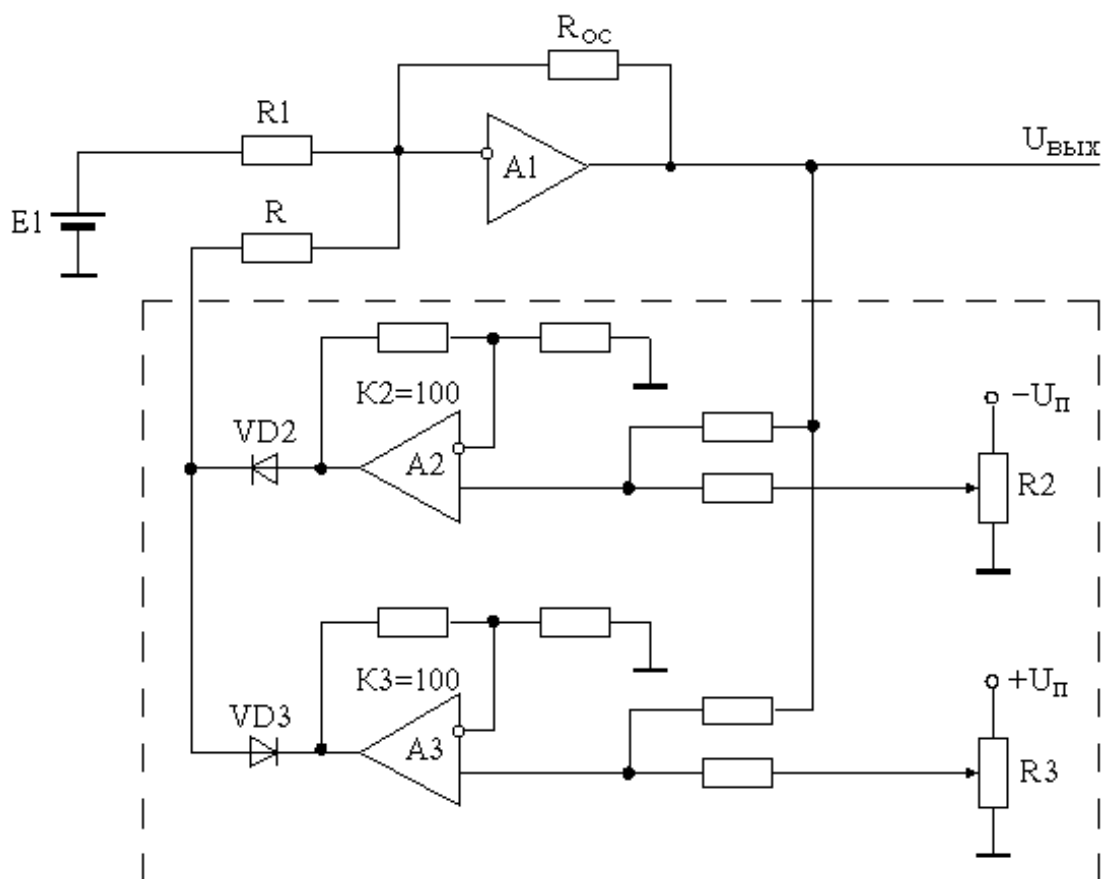
где  $U_{\text{СТ}}$  – напряжение стабилизации;

$\Delta U_{\text{VD}}$  – падение напряжения на диоде ( $\Delta U_{\text{VD}} \approx 1\text{В}$ ).

## 2) Схема включения с регулируемым ограничением выходного сигнала

Принцип классического ограничения состоит в том, что для ограничения выходного сигнала на заданном уровне на вход ОУ следует подавать сигнал в противофазе с задающим.

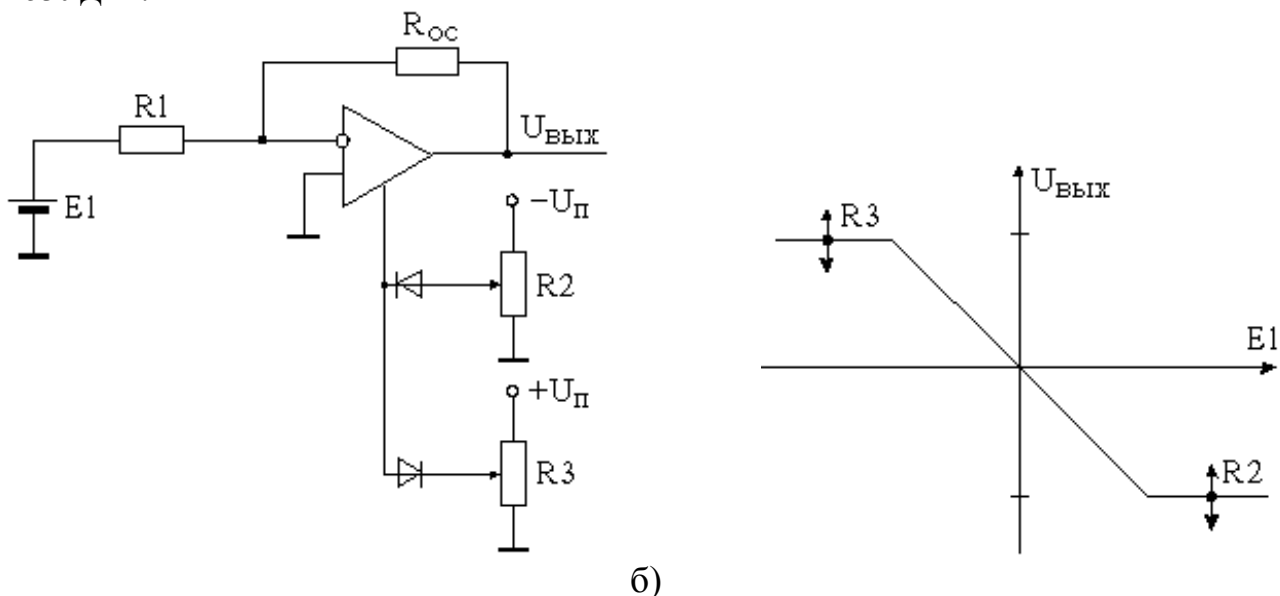
При любом сигнале на выходе за счет подачи напряжения смещения с потенциометров  $R_2$ ,  $R_3$  на выходе компараторов  $A_2$  и  $A_3$  будут действовать напряжения обратные для диодов  $VD_2$ ,  $VD_3$  (см. рисунок 3.57а). Следовательно, они закрыты и на вход ничего не подается. Как только сигнал  $U_{\text{ВЫХ}}$  стал превышать уровень ограничения на выходе  $A_2$  и  $A_3$  будут действовать напряжения по проводимости диода  $VD_2$  или  $VD_3$ , благодаря чему на вход ОУ ( $A_1$ ) будет подано напряжение в противофазе с входным.



а)

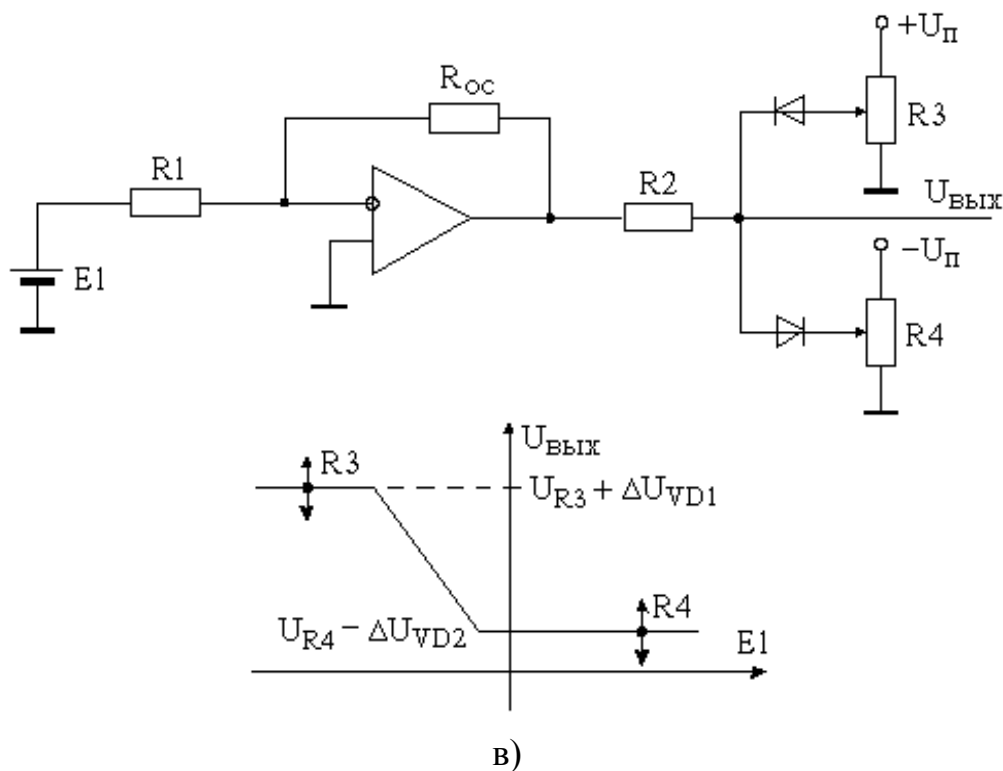


На рисунке 3.57б применены операционные усилители типа К553УД2А, К153УД2А.

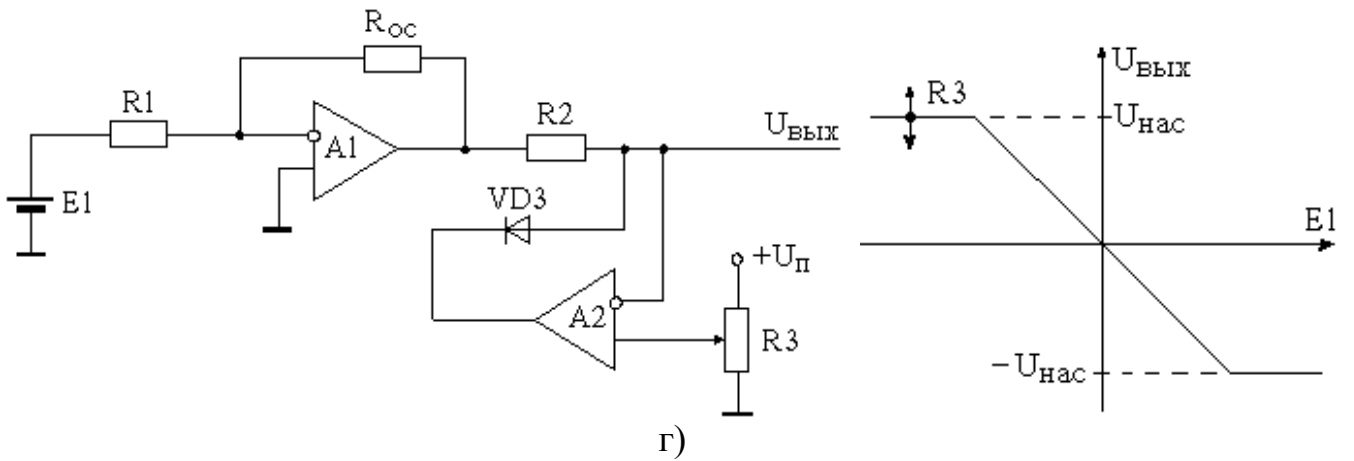


Ограничение  $U_{ВЫХ}$  за счет придания схеме с ОУ мягких внешних характеристик и это достигается путем введения в цепь  $R_2$  (см. рисунок 3.57в). На нем гасится тот излишек напряжения, на который выходной сигнал ОУ превышает заданный уровень выходного.

В соответствии с рисунком 3.57г, в исходном состоянии, пока схема не



достигла исходного ограничения, на выходе А2 действует  $\oplus U$ , превышающее по уровню выходной сигнал, следовательно  $VD_3$  закрыт. Когда выходной сигнал приблизится к уровню ограничения, установленному на  $R_3$ , диод  $VD_3$  включается и фиксирует уровень выходного сигнала на уровне сигнала ограничения.



В схеме (см. рисунок 3.57д) ОУ в режиме ограничения выходит в насыщение, а с помощью  $R_2$  устанавливается желаемый уровень выходного напряжения, который представляется частью этого напряжения насыщения.

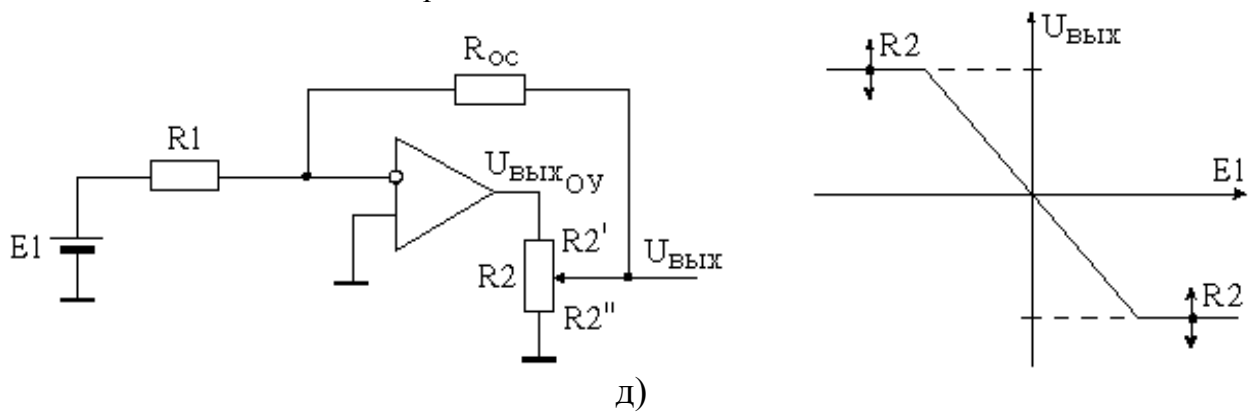


Рисунок 3.57

$$I_{\text{ВЫХ ОУ}} = (3 \div 5) \text{ мА.}$$

$$\text{При } R_2 \gg R_{\text{oc}} \quad U_{\text{ВЫХ ОУ}} = -E_1 \cdot \frac{R_{\text{oc}}}{R_1} \cdot \frac{1}{\beta},$$

$$\text{где } \beta = \frac{R_2''}{R_2' + R_2''}.$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ ОУ}} \cdot \beta = -E_1 \cdot \frac{R_{\text{oc}}}{R_1}.$$

### 3.3.3 Схемы включения ОУ с частотно-зависимым преобразованием сигнала

#### *П-регулятор*

В соответствии с рисунком 3.58а, передаточная функция П-регулятора

$$W(p) = -\frac{Z_{\text{oc}}(p)}{Z_{\text{вх}}(p)}.$$

При анализе частотных свойств и синтезе схемы в 1-ю очередь нас интересует передаточная функция регулятора по каналу датчика обратной связи (ДОС)  $W(p)$ , и только во 2-ю – по каналу задания  $W_{\text{РЕГ}}(p)$ .

На рисунке 3.58а приведены обозначения:  $U_{\text{дос}}$  – напряжение датчика ОС;  $U_3$  – напряжение задания.

$$Z_{\text{OC}} = R_{\text{OC}}, \quad Z_{\text{ВХ}} = R_1 \parallel R_2;$$

$$W(p) = -k_1 (k_2),$$

где  $k_1 = R_{\text{OC}}/R_1$ ,  $k_2 = R_{\text{OC}}/R_2$ .

Частотная характеристика и временные зависимости входного и выходного напряжений представлены на рисунке 3.58б, в, соответственно.

При  $k = 10$   $20 \cdot \lg k = 20$ .

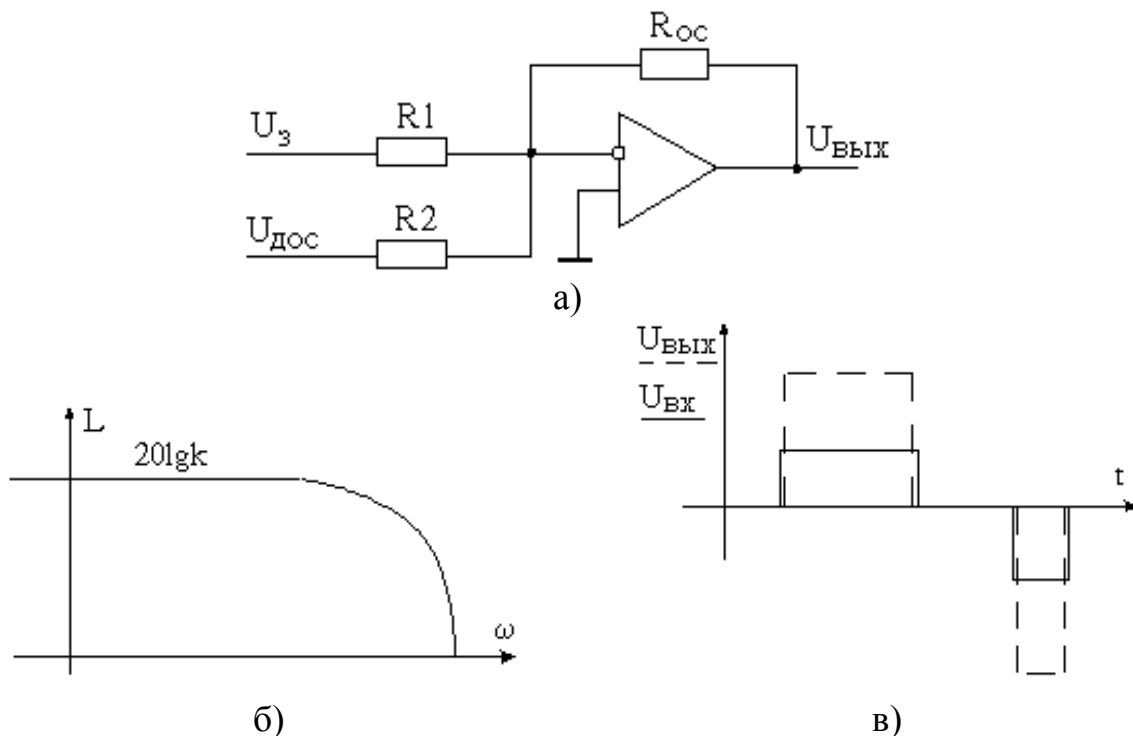


Рисунок 3.58

### ***И-регулятор***

В соответствии с рисунком 3.59а, передаточная функция И-регулятора

$$W(p) = \frac{Z_{\text{OC}}(p)}{Z_1(p)},$$

где  $Z_{\text{OC}} = \frac{1}{C_{\text{OC}}p}$ ,  $Z_1 = R_1$ .

$$W(p) = \frac{1}{C_{\text{OC}}R_1p} = \frac{1}{T_{\text{И}}p},$$

где  $T_{\text{И}} = C_{\text{OC}}R_1$ ,  $\omega_{\text{Cp}} = 1/T_{\text{И}}$ .

Частотная характеристика и временные зависимости входного и выходного напряжений представлены на рисунке 3.59б, в, соответственно.

Физический смысл постоянной времени  $T_{\text{И}}$  состоит в том, что она численно равна времени, за которое выходной сигнал достигает уровня входного при нулевых начальных условиях.

И-регулятор и любой другой, имеющий интегрирующую часть, обладает свойством памяти (т.е. при нулевом входном сигнале выходной сохраняет накопленное к этому моменту значение).

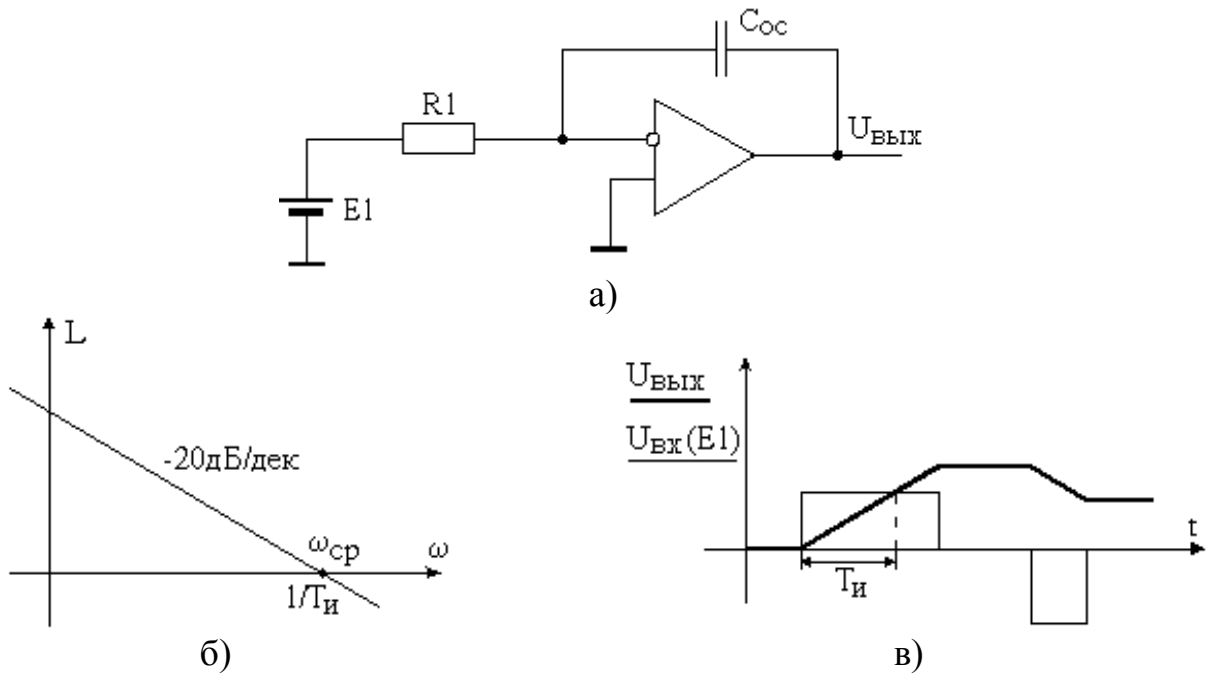


Рисунок 3.59

### ПИ-регулятор

В соответствии с рисунком 3.60а, передаточная функция ПИ-регулятора

$$W(p) = \frac{R_{oc} + 1/C_{oc}p}{R_1};$$

$$Z_{oc} = R_{oc} + 1/C_{oc}p, \quad Z_{вх} = R_1.$$

В зависимости от соединения ПИ-регулятор можно представить как параллельное (рисунок 3.60б), так и последовательное (рисунок 3.60в) соединение П- и И- звеньев.

Так, параллельное соединение удобно для временных зависимостей.

$$W(p) = \frac{R_{oc}}{R_1} + \frac{1}{C_{oc}R_1p} = k + \frac{1}{T_{И}p}.$$

Последовательное соединение удобно для анализа частотных свойств, т.к.  $\lg xy = \lg x + \lg y$ .

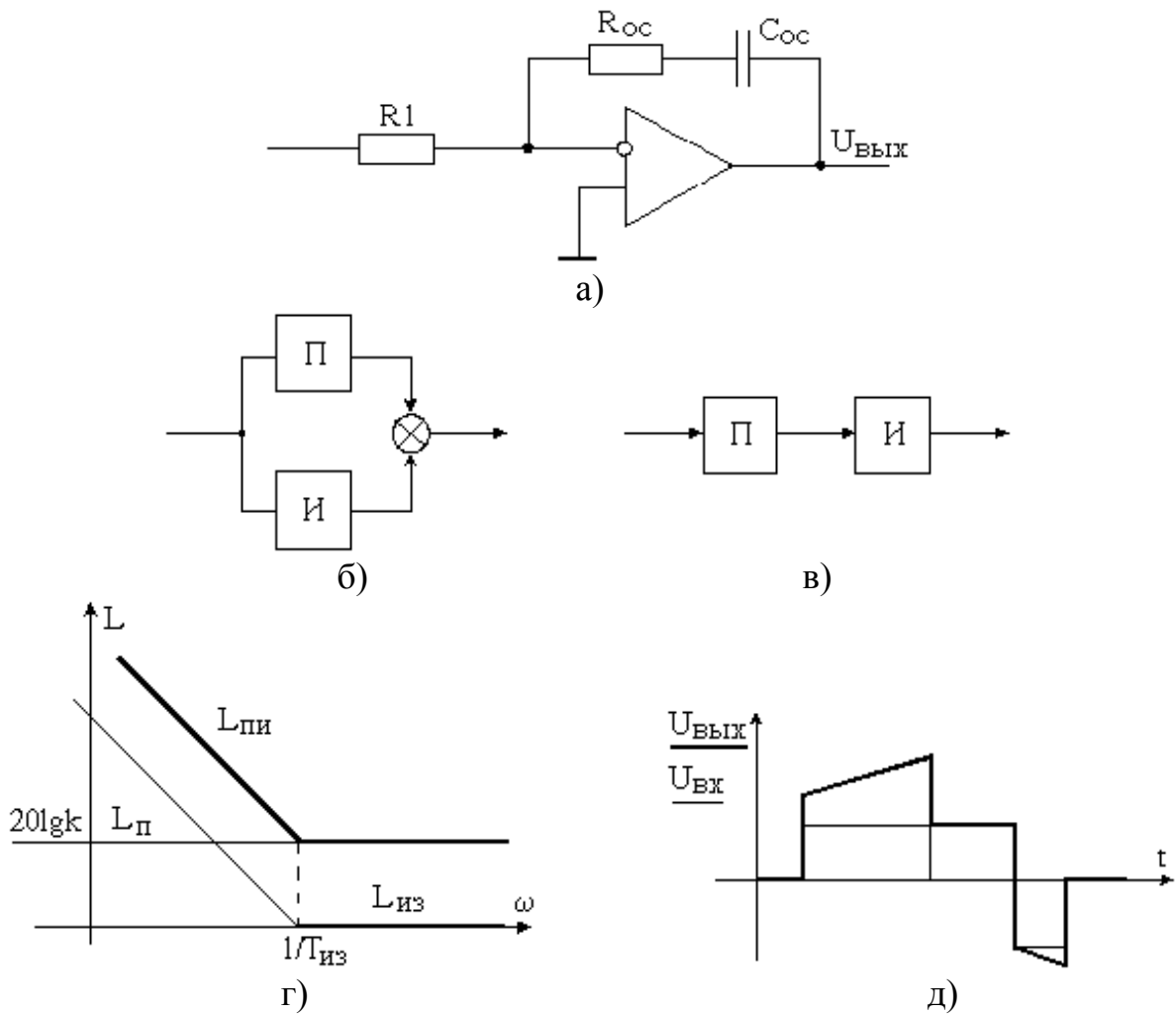
$$W(p) = \frac{R_{oc} + 1/C_{oc}p}{R_1} = \frac{R_{oc}C_{oc}p + 1}{R_1C_{oc}p} \cdot \frac{R_{oc}}{R_{oc}} = \frac{R_{oc}}{R_1} \cdot \frac{R_{oc}C_{oc}p + 1}{R_{oc}C_{oc}p} = k \cdot \frac{T_{ИЗ}p + 1}{T_{ИЗ}p},$$

где  $T_{ИЗ} = R_{oc} \cdot C_{oc}$  – издромная постоянная времени;

Частотная характеристика и временные зависимости входного и выходного напряжений представлены на рисунке 3.60г, д, соответственно.

НЧ: если  $T_{ИЗ} \cdot \omega < 1$ , то  $\omega < 1/T_{ИЗ}$ ;

ВЧ: если  $T_{ИЗ} \cdot \omega > 1$ , то  $\omega > 1/T_{ИЗ}$ .



Рисунки 3.60

***A-регулятор***

В соответствии с рисунком 3.61а, передаточная функция А-регулятора

$$Z_{oc}(p) = R_{oc} // \frac{1}{C_{oc}p} = \frac{R_{oc} \cdot 1/C_{oc}p}{R_{oc} + 1/C_{oc}p} = \frac{R_{oc}}{R_{oc}C_{oc}p + 1};$$

$$Z_{вх}(p) = R_1;$$

$$W(p) = \frac{R_{oc}}{R_1} \cdot \frac{1}{R_{oc}C_{oc}p} = \frac{k}{T_{\phi}p + 1},$$

где  $T_{\phi} = R_{oc}C_{oc}$ .

Частотная характеристика и временные зависимости входного и выходного напряжений представлены на рисунке 3.61б, в, соответственно.

НЧ:  $T_{\phi} \cdot \omega < 1$ .

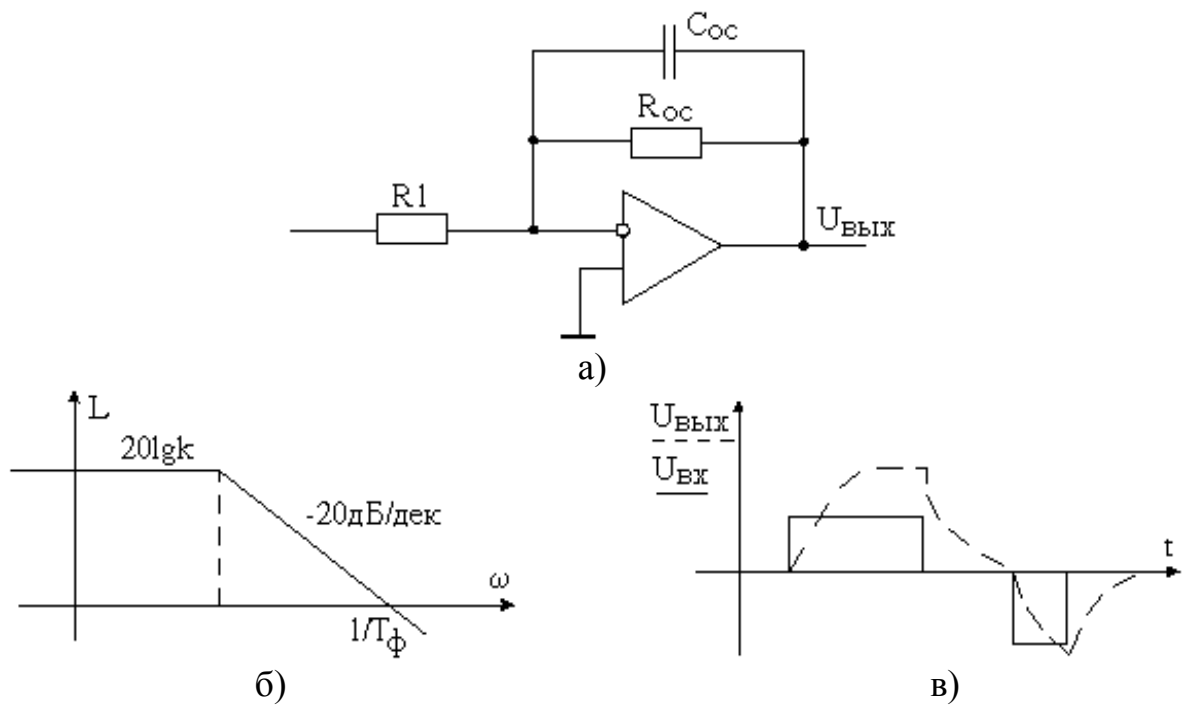


Рисунок 3.61

**Д-регулятор**

В соответствии с рисунком 3.62а, передаточная функция Д-регулятора  $Z_{oc} = R_{oc}$ ;  $Z_{вх} = 1/C_1p$ ;

$$W(p) = \frac{R_{oc}}{1/C_{oc}p} = R_{oc} C_1 p = T_p.$$

Частотная характеристика и временные зависимости входного и выходного напряжений представлены на рисунке 3.62б, в, соответственно.

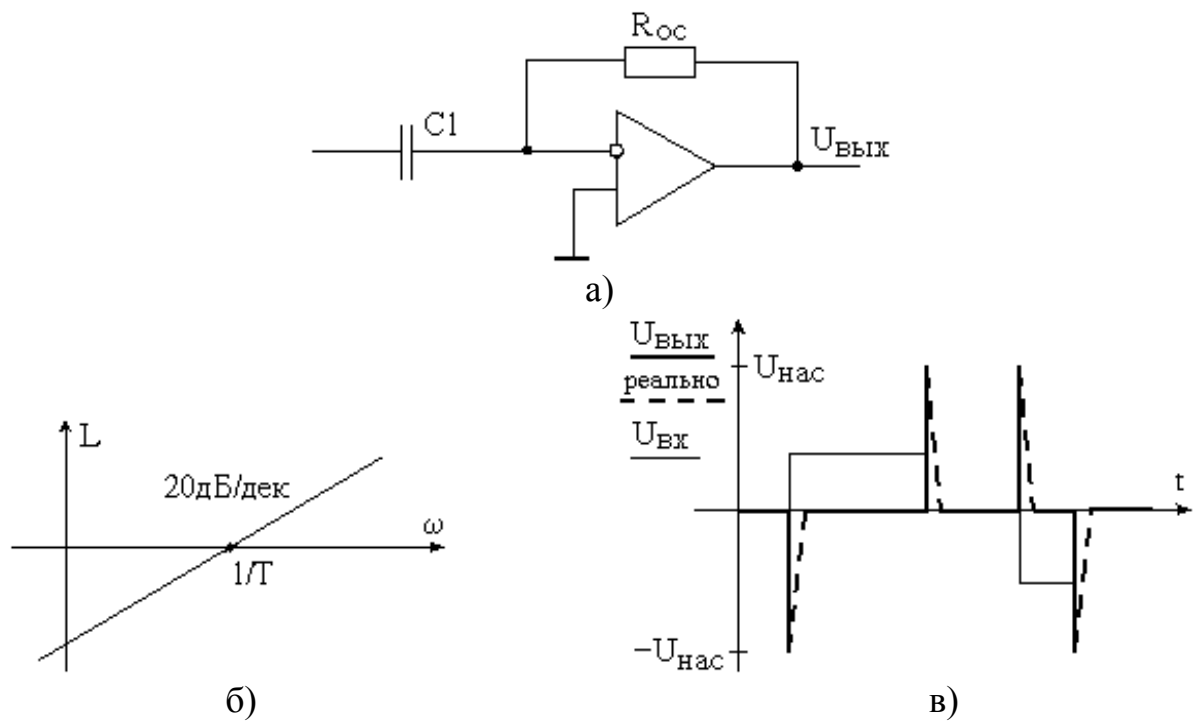


Рисунок 3.62

### 3.4 Датчики

Датчики относятся к информационной части ЭП. От точности датчиков зависит точность замкнутых систем.

Требования, предъявляемые к датчикам:

- не должны вносить искажения в измеряемую цепь;
- определяемая точность;
- должны осуществлять преобразования измеряемого сигнала в электрическую форму (U, I).

#### 3.4.1 Датчики постоянного тока

##### 3.4.1.1 Шунт

Шунт – самый распространенный датчик постоянного тока (комбинированное термостабилизированное сопротивление). Графическое изображение шунта представлено на рисунке 3.63а, где RS – его условное обозначение.

В соответствии с рисунком 3.63б, передаточная функция шунта

$$W(p) = \frac{U_{\text{ш}}(p)}{I_{\text{ш}}(p)} = R_{\text{ш}}.$$

Вольт-амперная характеристика (ВАХ) шунта представлена на рисунке 3.63в.

$U_{\text{шн}} = 75\text{мВ}$ ;  $I_{\text{шн}}$  – от 1А до 7,5кА.

Частотная характеристика (ЛАЧХ) представлена на рисунке 3.63г.

Достоинства данного вида датчика тока:

- простота;
- точность.

Недостатки:

- низкий уровень выходного сигнала;
- гальваническая связь с силовой схемой.

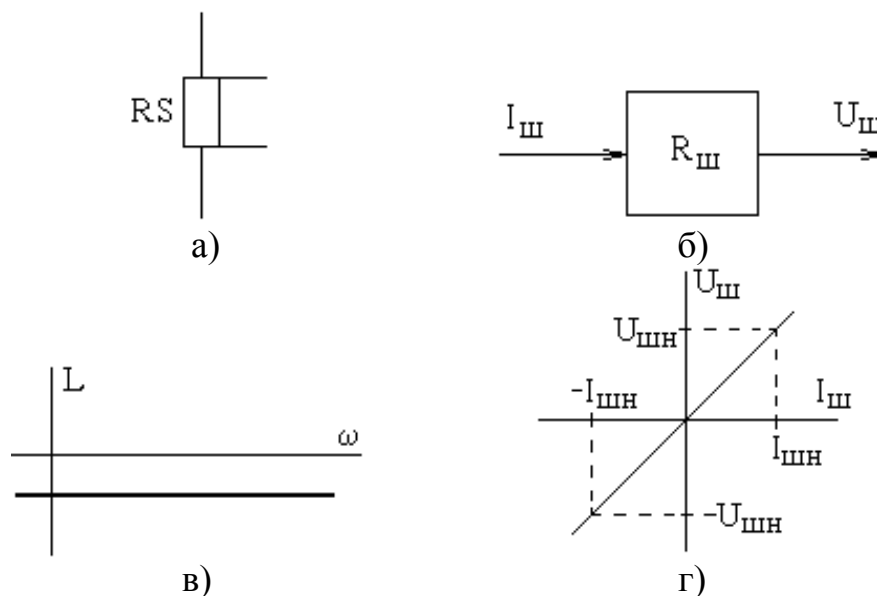


Рисунок 3.63

### 3.4.1.2 Датчик тока на базе шунта с усилителями постоянного тока

Датчик тока на базе шунта с усилителями постоянного тока представлен на рисунке 3.64а, где принято обозначение – УПТ – усилитель постоянного тока.

Усилитель постоянного тока включает в себя:

- усилитель (разделительный трансформатор), выполняющий роль гальванической развязки;
- модулятор, преобразующий постоянный входной сигнал в переменный;
- демодулятор, работая симфазно с модулятором, выпрямляет усиленный сигнал и придает ему соответствующий знак (преобразование на частоте 1кГц ÷ 50 кГц).

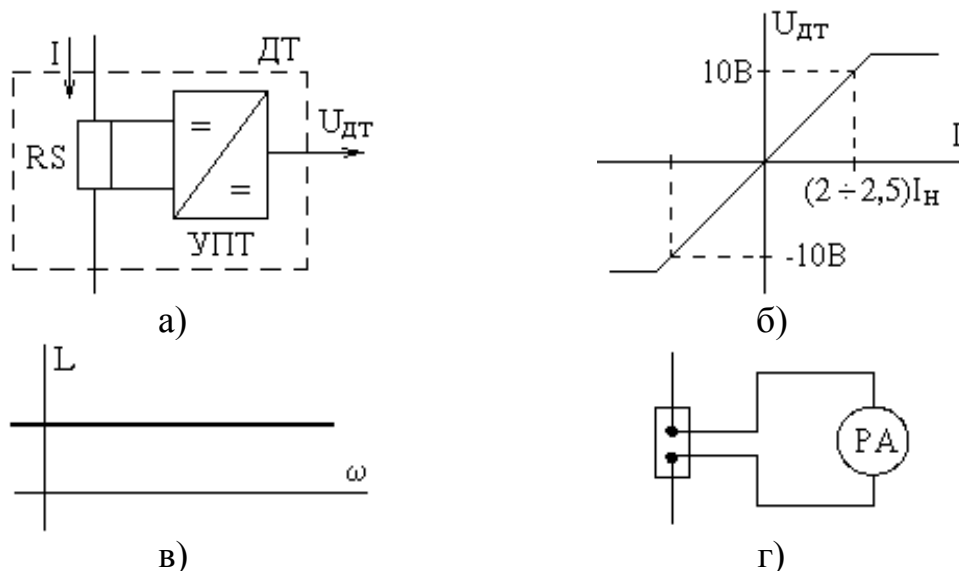


Рисунок 3.64

Передаточная функция датчика тока

$$W(p) = \frac{U_{дт}(p)}{I(p)} = K_{ш} K_{удт} = K_{дт},$$

где  $K_{ш}$  – коэффициент шунта;

$K_{удт}$  – коэффициент усиления датчика тока;

$K_{дт}$  – коэффициент датчика тока;

ВАХ и ЛАЧХ датчика тока представлены на рисунках 3.64б, в, соответственно. Насыщение ВАХ происходит либо за счет усилителя, либо от трансформатора.

Коэффициент усиления датчика тока

$$K_{удт} = \frac{K_{дт}}{K_{ш}};$$

$$K_{дт} = \frac{U_{дт}}{I} = \frac{U_{дт \max}}{I_{\max}},$$

где  $U_{дт \max} = 10\text{В}$ ,  $I_{\max} = (2 \div 2,5) I_{н}$ .

$$K_{ш} = \frac{U_{ш}}{I_{ш}} = \frac{U_{шн}}{I_{шн}}, \text{ при } I_{шн} = I_{дн} \quad K_{ш} = \frac{U_{шн}}{I_{дн}};$$

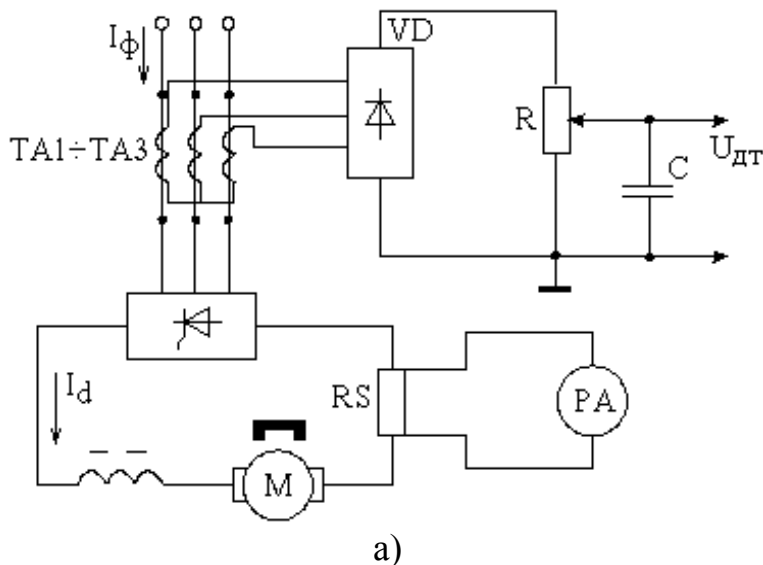
$$K_{удт} = \frac{K_{дт}}{K_{ш}} = \frac{U_{дт \max} / 2I_{дн}}{U_{шн} / I_{дн}} = \frac{U_{дт \max}}{2U_{шн}} = \frac{10}{2 \cdot 0,0075} \cong 66.$$



Шунт используется для подключения к амперметру (см. рисунок 3.64г). Все амперметр – это милливольтметр со шкалой 75мВ, но проградуирован в токе.

### 3.4.1.3 Датчик, построенные на базе трансформатора переменного тока

Этот датчик применяется в схемах с ТП (см. рисунок 3.65а).



$$I_d = 1,22 \cdot I_\phi \quad (\gamma = 0).$$

Передаточная функция датчика тока

$$W(p) = \frac{K_{дт}}{T_\phi p + 1};$$

$$K_{дт} = \frac{U_{дт}}{I_d} = \frac{U_{дт \max}}{I_{d \max}} \cong \frac{10}{2I_H}.$$

Временные зависимости выходных напряжений и ЛАЧХ датчика тока представлены на рисунках 3.65б, в, соответственно.

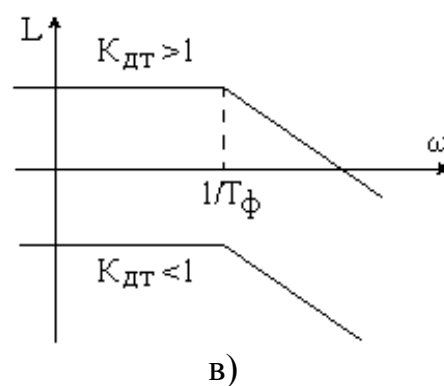
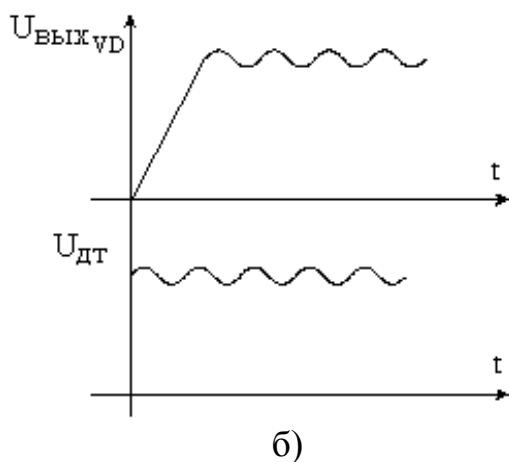


Рисунок 3.65

Такой датчик применяется в станочном приводе типа БПУ, ЭПУ.

Достоинства:

- сигнал гальванически развязан;
- высокий коэффициент усиления.

Недостаток: инерционность.

### 3.4.1.4 Датчик постоянного тока на базе магнитодиодов

Этот датчик измеряет ток косвенно по величине магнитного поля, которое создает протекающий по шине ток (см. рисунок 3.66).

$$R_{RM} = f(\Phi).$$

Сам магниторезистор включается в цепь измерительного моста.

### 3.4.1.5 Датчик постоянного тока на основе элементов Холла

Датчик постоянного тока на основе элементов Холла представлен на рисунке 3.67.

$$E_{ЭХ} = K \cdot I_{ИСТ} \cdot B \approx 250 \text{ мВ при } B \text{ до } 0,7 \text{ Тл.}$$

У датчиков на базе магнитопроводов и элементов Холла отсутствует гальваническая связь с питающей сетью, а передаточная функция может быть представлена безынерционным звеном.

$$W_{ДТ}(p) = K_{ДТ}.$$

Применяется в мощных двигателях.

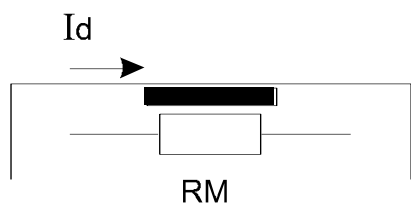


Рисунок 3.66

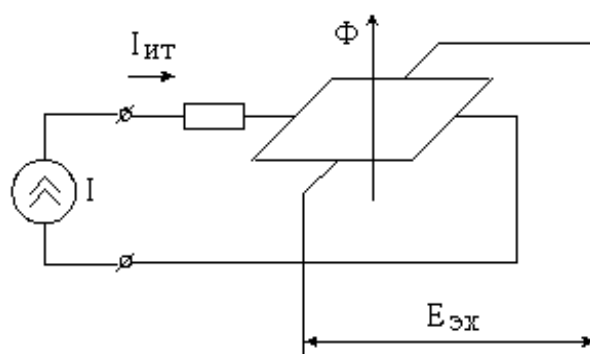


Рисунок 3.67

## 3.4.2 Датчики постоянного напряжения

### 3.4.2.1 Потенциометрический делитель (рисунок 3.68)

Передаточная функция датчика напряжения

$$W_{ДН}(p) = \frac{U_{ДН}}{U_{Д}} = \frac{IR_2}{I(R_1 + R_2)} = K_{ДН}.$$

Недостаток: гальваническая связь с силовой схемой.

### 3.4.2.2 Датчик напряжения на потенциометрическом делителе и усилителе постоянного тока с гальванической развязкой (рисунок 3.69)

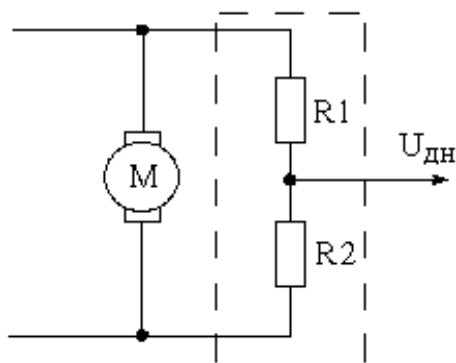


Рисунок 3.68

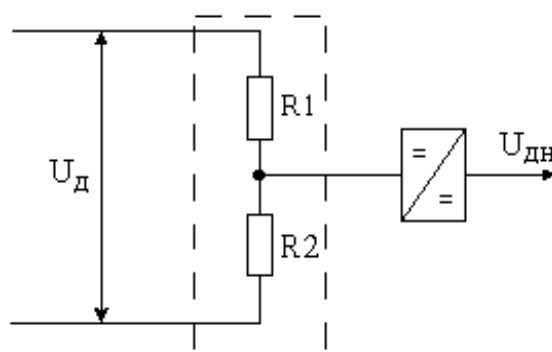


Рисунок 3.69

### 3.4.3 Датчики скорости

#### 3.4.3.1 Датчик скорости на базе тахогенератора постоянного тока

Датчик скорости на базе тахогенератора постоянного тока представлен на рисунке 3.70.

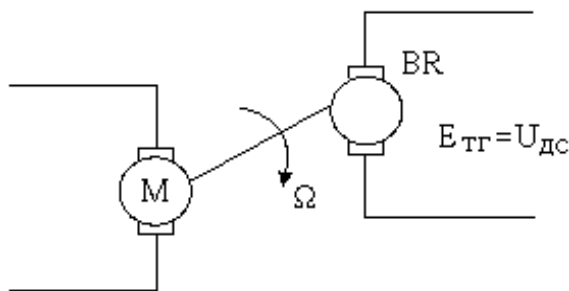


Рисунок 3.70

$$E_{TG} = C_M \cdot \Phi \cdot \Omega = U_{DC}$$

Если  $\Phi = \text{const}$ , то  $E_{TG} \equiv \Omega$ .

Для стабилизации потока двигателя  $\Phi_{ДВ}$  осуществляют:

а) магнитную систему ТГ делают насыщенной, т.е. рабочая точка лежит за коленом (см. рисунок 3.71);

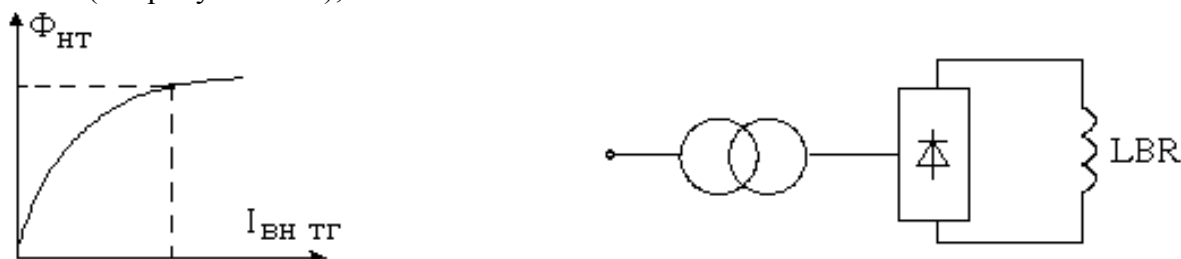


Рисунок 3.71

б) питание цепи ОБ тахогенератора от источника стабилизированного тока (см. рисунок 3.72).

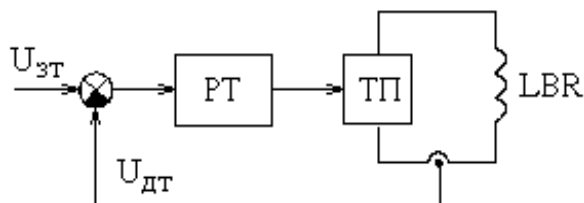


Рисунок 3.72

На рисунке 3.72 приняты обозначения: РТ – регулятор тока; ТП – тиристорный преобразователь.

в) применение ТГ с возбуждением от постоянных магнитов.

Передаточная функция датчика скорости в этом случае

$$W_{DC}(p) = \frac{E_{TG}(p)}{\Omega(p)} = K_{DC}$$

Для ЭП с глубоким диапазоном регулирования 1:1000 и более ТГ должен иметь напряжение не менее 20В при 1000 об/мин.

$$K_{DC}^{\min} = \frac{E_{DC}^{\min}}{104} = \frac{20}{104} \cong 0,2В \cdot с$$

### 3.4.3.2 Датчик скорости на базе тахогенератора переменного тока

Датчик скорости на базе тахогенератора переменного тока представлен на рисунке 3.73.

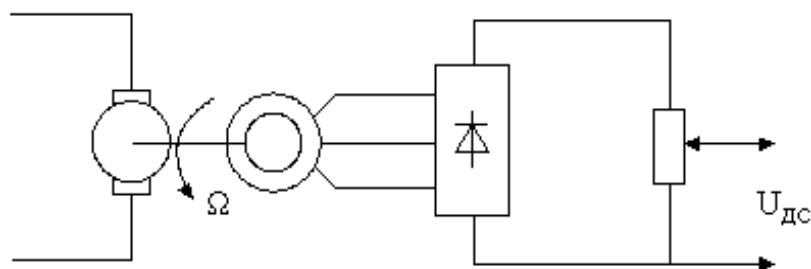


Рисунок 3.73

Применяется только в нереверсивном электроприводе.

### 3.4.3.3 Импульсный датчик скорости (рисунок 3.74)

На рисунке 3.74 приняты обозначения: ВУ – вычислительное устройство; ИС – источник света (светодиодные излучатели); ПС – приемник света.

Источники света имеют невидимый спектр излучения. Количество отверстий на диске 600, 3000, 6000.

Для получения информации о направлении вращения на диске делают еще ряд перфораций, сдвинутых в пространстве на  $90^\circ$ , и по фазе определяют направление вращения. Тогда нужно иметь второй источник и соответственно приемник света (см. рисунок 3.75).

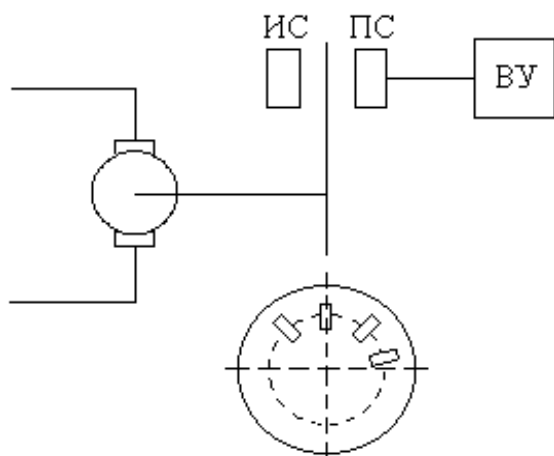


Рисунок 3.74

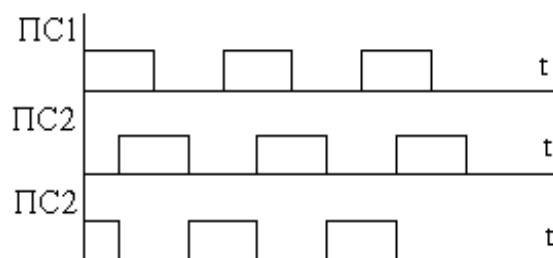


Рисунок 3.75

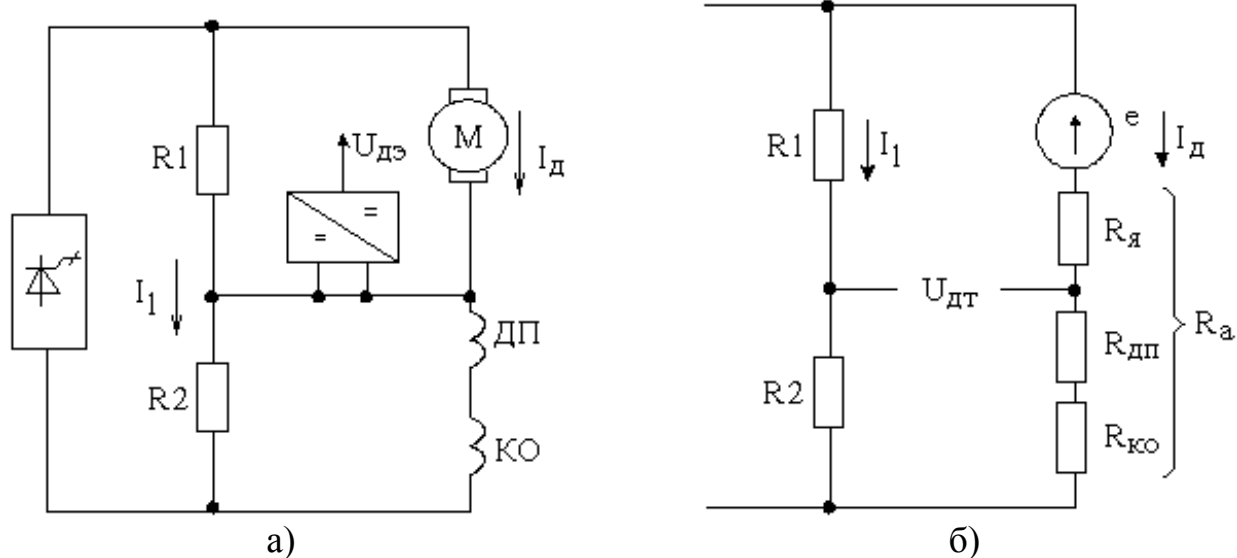
## 3.4.4 Датчики ЭДС

Датчики ЭДС применяются в системах ЭП для контроля скорости вращения с определенной точностью. Применяются в системах ЭП с диапазоном регулирования  $D = 1 \div 40$  только с однозонным регулированием скорости, т.к. при  $\Phi_{дв} = \text{const}$   $E \equiv \Omega$ .

### 3.4.4.1 Датчик ЭДС на базе тахометрического моста

Датчик ЭДС на базе тахометрического моста представлен на рисунке 3.76а, где приняты обозначения: КО – компенсационная обмотка; ДП – дополнительные полюса.

Если  $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_{\text{я}}}{R_{\text{дп}} + R_{\text{ко}}}$ , то  $U_{\text{дэ}} \equiv e$  (см. рисунок 3.76б).



Рисунк 3.76

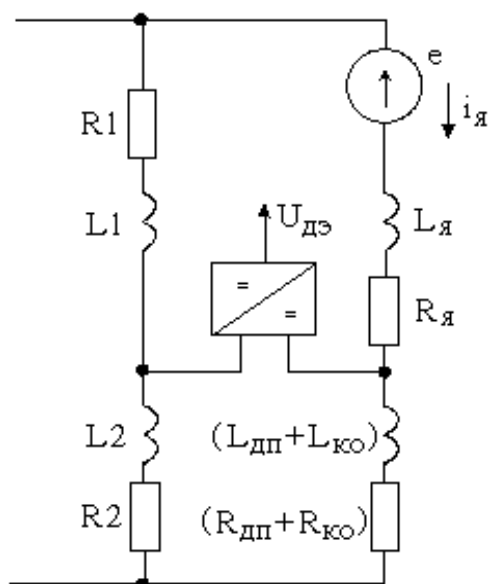
Достоинство: простота схемы.

Недостатки:

- температурная нестабильность датчика, вызванная разной величиной тока, протекающего по силовой схеме и схеме делителя и разными условиями охлаждения (погрешность 7÷10%);

- плохая точность датчика в переходных режимах, где проявляется влияние индуктивности силовой цепи двигателя.

Схема с учетом индуктивности представлена на рисунке 3.77.



Рисунк 3.77

Чтобы  $U_{дэ} \equiv e$ , надо  $\frac{R_1}{R_2} = \frac{L_я}{L_{дп} + L_{ккo}}$ .

Таким образом, требуется чтобы

$$\frac{R_я}{R_{дп} + R_{ккo}} = \frac{L_я}{L_{дп} + L_{ккo}}$$

Такое соотношение не всегда выполняется, поэтому включают дополнительные индуктивности  $L_1$  и  $L_2$ , тогда имеем баланс по активному и индуктивному сопротивлению.

$$\frac{L_1}{L_2} = \frac{L_я}{L_{дп} + L_{ккo}}$$

Но это усложняет схему, поэтому выбирают простоту (т.е. без  $L_1$  и  $L_2$ ).

Передаточная функция датчика ЭДС

$$W_{дэ}(p) = K_{дэ}$$

Датчики этого типа применяют в роботах и манипуляторах.

### 3.4.4.2 Датчик ЭДС с применением ДН и ДТ

Датчик ЭДС с применением ДН и ДТ представлен на рисунке 3.78, где приняты обозначения:  $\Phi$  – фильтр;  $U_{ТК}$  – сигнал токовой компенсации.

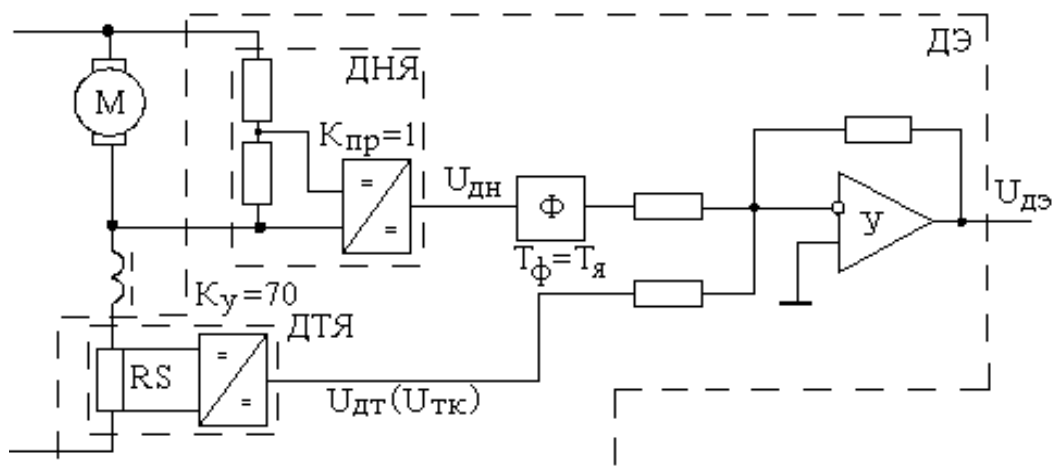


Рисунок 3.78

Передаточная функция датчика напряжения

$$W_{дн}(p) = \frac{U_{дн}(p)}{U_{д}(p)} = K_{дел} \cdot K_{пр} = K_{дел}.$$

В соответствии со схемой замещения цепи, представленной на рисунке 3.79, можно записать уравнения

$$U_{д} = e + iR_{я} + L_{я} \frac{di}{dt};$$

$$U_{д}(p) = E(p) + R_{я}I(p) + I(p) \cdot p \cdot L_{я} = E(p) + I(p)R_{я} \left( 1 + \frac{L_{я}}{R_{я}} p \right) = E(p) + I(p)R_{я}(1 + T_{я}p).$$

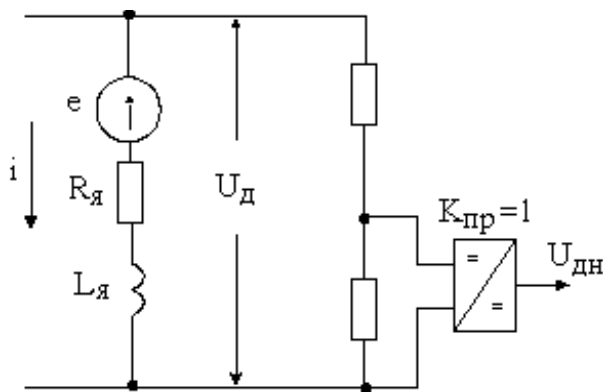


Рисунок 3.79

Необходимость включения фильтра на выходе ДН вызвана тем, чтобы исключить из выходного сигнала датчика составляющую пропорциональную падению напряжения на индуктивности  $L_{я}$ , в независимости от источника. В этом случае для получения на выходе усилителя сигнала датчика ЭДС необходимо из сигнала на выходе фильтра вычесть сигнал токовой компенсации  $U_{ТК} \equiv i \cdot R_{я}$ .

$$U_{дэ} = \frac{U_{дн}}{T_{ф}p + 1} - U_{ТК};$$

$$W_{дэ}(p) = \frac{K_{дн}}{T_{ф}p + 1},$$

где  $T_{ф} = T_{яц} = L_{яц} / R_{яц}$  – постоянная времени того участка цепи, к которому подключен ДН.

### 3.4.5 Датчики положения

- а) аналоговые ДП
  - 1) потенциометрические;
  - 2) сельсинные (п-отсчетные).

$$W_{\text{ДП}} = K_{\text{ДП}}$$

б) импульсные, использующие перфорированный диск (применяются в цифровых АЭП, микропроцессорных системах).

### 3.4.6 Датчики потока

Применяются в двухзонных ЭП.

#### 3.4.6.1 Датчик потока на базе элемента Холла

Обеспечивает прямое (непосредственное) изменение потока и устанавливается прямо в конструкции электрической машины.

Передаточная функция датчика потока

$$W_{\text{ДП}}(p) = K_{\text{ДП}}$$

#### 3.4.6.2 Датчик потока с применением датчика тока возбуждения

## 3.5 Задатчики регулируемых величин

Задатчики регулируемых величин предназначены для ввода задающих сигналов.

При ручном вводе задания используются:

- а) потенциометрические задатчики;
- б) сельсинные задатчики.

### 3.5.1 Потенциометрический задатчик с плавным изменением задающего сигнала

Потенциометрический задатчик с плавным изменением задающего сигнала в реверсивном и нереверсивном электроприводах представлен на рисунке 3.80.

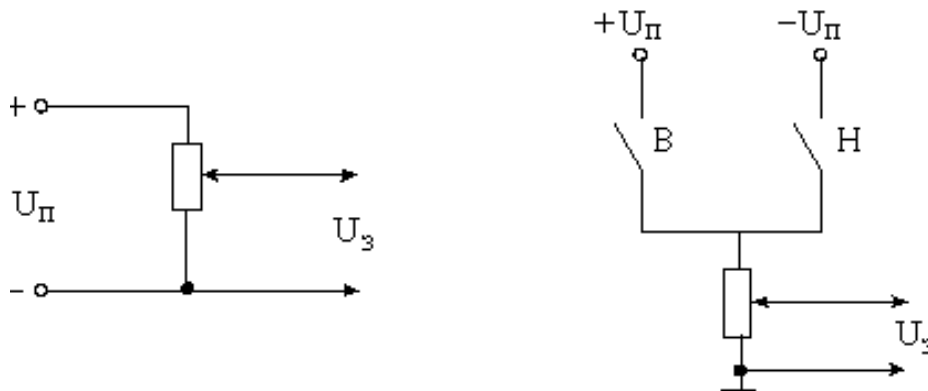


Рисунок 3.80

### 3.5.2 Потенциометрический задатчик с дискретным изменением задающего сигнала

Потенциометрический задатчик с дискретным изменением задающего сигнала представлен на рисунке 3.81, где приняты обозначения:  $S$  – галетный переключатель;  $R_1 \div R_n$  – запаянные сопротивления.

Источники питания задающих устройств должны иметь хорошую стабилизацию.

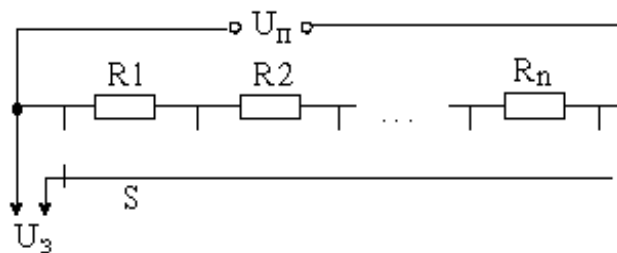


Рисунок 3.81

В ЭП с небольшим диапазоном регулирования (Д 1:10, 1:20) применяют линейную шкалу задатчика, если диапазон использован большой (Д 1:1000 и больше), то шкалу делают нелинейной.

В случае линейной шкалы все сопротивления одинаковы, для нелинейной шкалы справедливо соотношение:

$$\frac{U_{i+1}}{U_i} = q = 1,1 \div 1,3.$$

Достоинство нелинейной шкалы – изменение регулируемой величины на каждой ступени будет отличаться в одно и тоже значение.

Таблица 3.1 Ступени нелинейной шкалы при диапазоне Д 1:1000

q	1.1	1.3	1.5
3.5.2.1	74	28	18

Примечание – N – количество положений.

### 3.5.3 Сельсинный задатчик

Сельсины применяются в ЭП с напряженным режимом работы.

Бывают два типа: СКАП – сельсинный командоаппарат педальный; СКАР – сельсинный командоаппарат ручной.

Принцип действия одинаковый.

Сельсины в этих устройствах работают в трансформаторном режиме (см. рисунок 3.82).

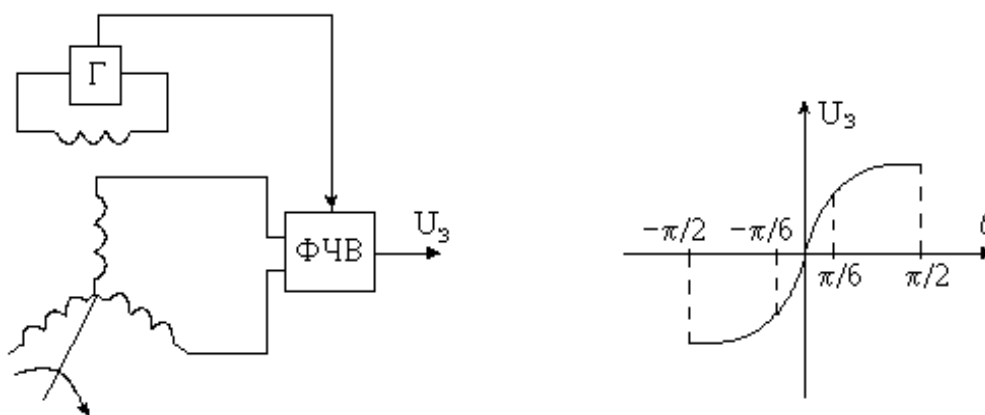


Рисунок 3.82

На рисунке приняты обозначения: Г – генератор; ФЧВ – фазочувствительный выпрямитель.

$|\theta| < \pi/6$  – линейная зависимость.

Такие сельсинные задатчики широко применяются в качестве задающих устройств ЭП, работающих в агрессивных средах.



## 4 ЗАМКНУТЫЕ ОДНОКОНТУРНЫЕ СИСТЕМЫ АЭП ПОСТОЯННОГО ТОКА

В замкнутых системах АЭП имеются каналы связи, по которым в систему поступает информация о фактическом значении регулируемой величины, а также информация о возмущающем воздействии.

Все замкнутые системы могут быть в 3-х принципах работы:

- по отклонению (имеются каналы, по которым передается информация о фактическом значении регулируемой величины);
- по возмущению (положительная обратная связь, с помощью которой компенсируется возмущающее воздействие);
- комбинированные.

По характеру действия обратные связи (ОС) бывают:

а) жесткие;

б) гибкие.

Жесткие обратные связи действуют в статике и динамике, их сигнал пропорционален контролируемой величине.

$$U_{\text{дос}} = A.$$

Сигнал гибкой обратной связи пропорционален производной контролируемой величины и действует только в переходных процессах.

$$U_{\text{дос}} = \frac{d^n A}{dt^n}.$$

По направлению действия:

а) положительные  $U_3 \uparrow U_{\text{дос}} \uparrow$ ;

б) отрицательные  $U_3 \uparrow U_{\text{дос}} \downarrow$ .

Все системы АЭП бывают одноконтурные или многоконтурные.

### 4.1 Статические характеристики одноконтурной системы АЭП с отрицательной обратной связью по напряжению

Система АЭП с отрицательной обратной связью по напряжению представлена на рисунке 4.1, где приняты обозначения: РН – регулятор напряжения; П – преобразователь;  $K_{\text{ПР}}=1$  – коэффициент потенциального разделителя.

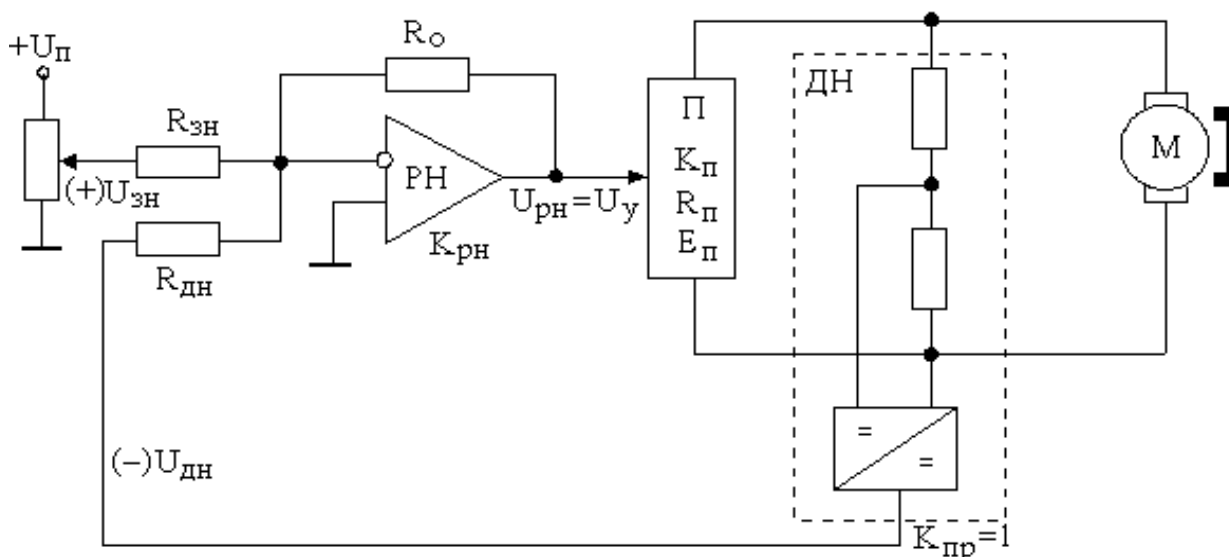


Рисунок 4.1

$$K_{дн} = K_{дел} \cdot K_{пр} = K_{дел}.$$

Проанализируем статический режим замкнутой системы и получим выражение для скоростной характеристики. Далее сравним жесткость этой системы с жесткостью естественной скоростной характеристики и характеристики разомкнутой системы.

а) Естественная характеристика (ЕХ)

$$U_H = E + I \cdot R_a = c_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega + I \cdot R_a;$$

$$E = c_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega;$$

$$\Omega = \frac{U_H}{c_e \Phi_H} - \frac{I \cdot R_a}{c_e \Phi_H} = \Omega_0 + \Delta\Omega^{ex}.$$

б) Разомкнутая система (РС)

$$U = E + I \cdot (R_a + R_{\Pi}),$$

где  $R_{\Pi}$  – сопротивление преобразователя.

$$\Omega = \frac{U_H}{c_e \Phi_H} - \frac{I \cdot (R_a + R_{\Pi})}{c_e \Phi_H} = \Omega_0 + \Delta\Omega^{PC}.$$

$$U_{3н1}^{3C} = 7,73B, U_{3н1}^{PC} = 0,37B, \Delta\Omega^{EX} \leq \Delta\Omega^{3C} \leq \Delta\Omega^{PC}.$$

$$U_{y1} = \frac{U_H}{K_{\Pi}}; U_{3н1} = \frac{U_{y1}}{K_{рн}} = \frac{U_H}{K_{\Pi} \cdot K_{рн}}.$$

в) Замкнутая система (ЗС) по напряжению

$$U_y = (U_{3н} - U_{дн}) \cdot K_{рн} \text{ (если } R_{3н} = R_{дн});$$

$$E_{\Pi} = U_y \cdot K_{\Pi} = E + I \cdot (R_a + R_{\Pi}), E = c_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega;$$

$$U_{дн} = U_d \cdot K_{дн}, (U_d = E_{\Pi} - I \cdot R_{\Pi} = E + I \cdot R_a).$$

$$E = U_y \cdot K_{\Pi} - I \cdot (R_a + R_{\Pi}) = (U_{3н} - U_d \cdot K_{дн}) \cdot K_{\Pi} \cdot K_{рн} - I \cdot (R_a + R_{\Pi});$$

$$E(1 + K_{рн} \cdot K_{\Pi} \cdot K_{дн}) = U_{3н} \cdot K_{\Pi} \cdot K_{рн} - I \cdot (R_a \cdot K_{рн} \cdot K_{\Pi} \cdot K_{дн} + R_a + R_{\Pi}).$$

$$\Omega_{oi} = \frac{U_{3н} K_{рн} K_{\Pi}}{c_e \Phi_H (1 + K_{рн} K_{\Pi} K_{дн})};$$

$$\Delta\Omega^{3C} = \frac{I \cdot [R_a + R_{\Pi} / (1 + K_{рн} K_{\Pi} K_{дн})]}{c_e \Phi_H};$$

$$\Omega = \Omega_{oi} + \Delta\Omega^{3C}.$$

Анализ  $\Delta\Omega^{3C}$ :

1) пусть  $K_{рн} \cdot K_{\Pi} \cdot K_{дн} \rightarrow \infty$

$$\Delta\Omega^{3C} = I \cdot R_a / c_e \cdot \Phi_H = \Delta\Omega^{EX};$$

2) при  $K_{рн} \cdot K_{\Pi} \cdot K_{дн} = 0$  (разорвали связь, т.е. РС)

$$\Delta\Omega^{3C} = \frac{I \cdot (R_a + R_{\Pi})}{c_e \cdot \Phi_H} \Delta\Omega^{PC}.$$

Физический смысл действия отрицательной обратной связи по напряжению состоит в том, что она компенсирует падение напряжения в преобразователе и в идеале (при  $K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \rightarrow \infty$ ) обеспечивает питание двигателя как бы от источника с нулевым внутренним сопротивлением.

Статические характеристики системы АЭП с отрицательной обратной связью по напряжению представлены на рисунке 4.2.

Определим сигнал  $U_{3н}$ , который надо подать, чтобы получить сигнал на выходе.

$$\frac{U_{3н} K_{рн} K_{\Pi}}{1 + K_{рн} K_{\Pi} K_{дн}} = E_{\Pi};$$

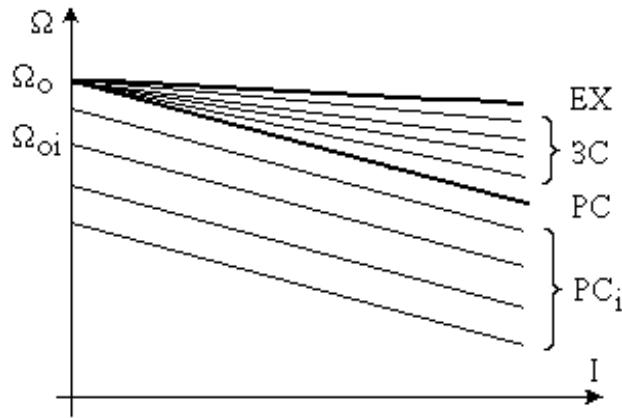


Рисунок 4.2

$$U_{3H} = \frac{E_{\Pi}(1 + K_{pH}K_{\Pi}K_{дH})}{K_{pH}K_{\Pi}};$$

$$U_{3H}|_{E_{\Pi}=U_H} = \frac{U_H(1 + K_{pH}K_{\Pi}K_{дH})}{K_{pH}K_{\Pi}}.$$

Численный пример расчета:

$$U_H = 220\text{В}; \quad E_{d0} = 300\text{В}.$$

$$K_{pH} = 20; \quad K_{\Pi} = E_{d0}/U_{y \max} = 300/10 = 30;$$

$$K_{дH} = U_{дH}/U_{д} = U_{дH \max}/U_{д \max} = 10/300 = 1/30;$$

$$U_{3H1}^{3C} = \frac{220 \cdot (1 + 20 \cdot 30 \cdot 1/30)}{20 \cdot 30} = \frac{220 \cdot 21}{600} = 7,7\text{В};$$

$$U_{3H1} = \frac{U_H}{K_{\Pi} \cdot K_{pH}} = \frac{220}{600} = 0,37\text{В}.$$

## 4.2 Статические характеристики одноконтурной системы АЭП с обратной связью по току

Регулирование по возмущению (ПОС), либо по отклонению (ООС) может осуществляться регулированием по току (см. рисунок 4.3).

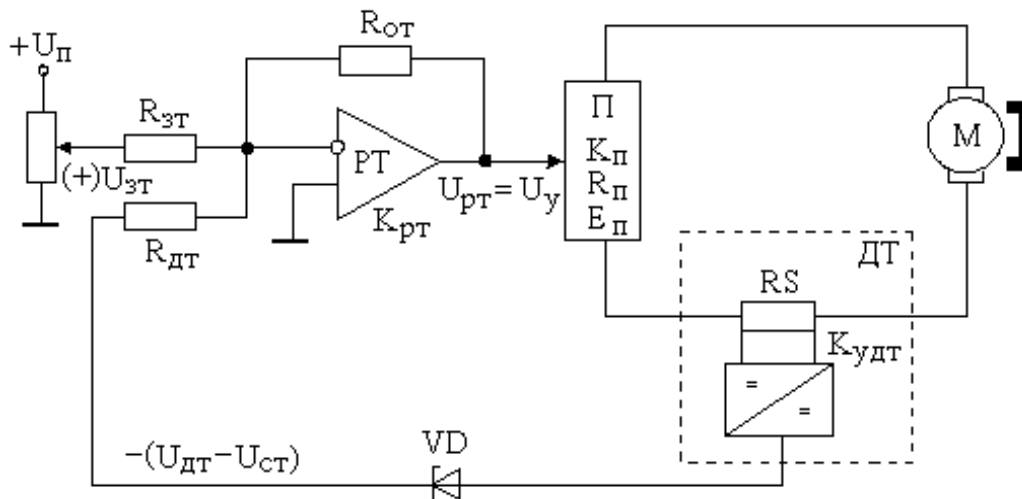


Рисунок 4.3

$U_y = (U_{3T} \pm U_{дТ}) \cdot K_{pT}$ ,  
 где (+) – для ПОС;  
 (-) – для ООС.

$$E_{п} = U_y \cdot K_{п} = E_{дв} + I \cdot (R_a + R_{п});$$

$$E = c_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega;$$

$$U_{дТ} = I \cdot K_{дТ} = \beta \cdot I \cdot (R_a + R_{п}).$$

$$E = U_y \cdot K_{п} - I \cdot (R_a + R_{п}) = [U_{3T} \pm \beta \cdot I \cdot (R_a + R_{п})] \cdot K_{pT} \cdot K_{п} - I \cdot (R_a + R_{п}) =$$

$$= U_{3T} \cdot K_{pT} \cdot K_{п} - I \cdot (R_a + R_{п}) \cdot (1 \pm \beta \cdot K_{pT} \cdot K_{п})$$

$$\Omega = \frac{U_{3T} K_{pT} K_{п}}{c_e \Phi_H} - \frac{I(R_a + R_{п})}{c_e \Phi_H} (1 \pm \beta K_{pT} K_{п}).$$

Положительная обратная связь по току (ПОС)

$$\Omega = \frac{U_{3T} K_{pT} K_{п}}{c_e \Phi_H} - \frac{I(R_a + R_{п})}{c_e \Phi_H} (1 - \beta K_{pT} K_{п}).$$

$$\Omega_{oi} = \frac{U_{3Ti} K_{pT} K_{п}}{c_e \Phi_H}; \quad \Delta\Omega^{(+)}_{3C} = \frac{I(R_a + R_{п})}{c_e \Phi_H} (1 - \beta K_{pT} K_{п}).$$

а)  $\beta \cdot K_{pT} \cdot K_{п} = 0 \Rightarrow \Delta\Omega^{(+)}_{3C} = \frac{I(R_a + R_{п})}{c_e \Phi_H} = \Delta\Omega^{PC};$

б)  $\beta \cdot K_{pT} \cdot K_{п} = 1 \Rightarrow \Delta\Omega^{(+)}_{3C} = 0$  – абсолютно жесткая характеристика;

в)  $\beta \cdot K_{pT} \cdot K_{п} \rightarrow \infty \Rightarrow \Delta\Omega^{(+)}_{3C} \rightarrow -\infty.$

Положительная обратная связь по току делает характеристики более жесткими, чем те же характеристики в разомкнутой системе (см. рисунок 4.4).

Отрицательная обратная связь по току (ООС)

$$\Omega = \frac{U_{3T} K_{pT} K_{п}}{c_e \Phi_H} - \frac{I(R_a + R_{п})}{c_e \Phi_H} (1 + \beta K_{pT} K_{п}).$$

а)  $\beta \cdot K_{pT} \cdot K_{п} = 0 \Rightarrow \Delta\Omega^{(-)}_{3C} = \frac{I(R_a + R_{п})}{c_e \Phi_H} = \Delta\Omega^{ex};$

б)  $\beta \cdot K_{pT} \cdot K_{п} = \infty \Rightarrow \Delta\Omega^{(-)}_{3C} = \infty.$

Отрицательная обратная связь по току применяется для реализации мягких характеристик ЭП.

В одноконтурных системах АЭП отрицательная обратная связь, как правило, применяется задержанная, т.е. вступает в работу при определенной токовой нагрузке. Для задержания ОС применяется стабилитрон.

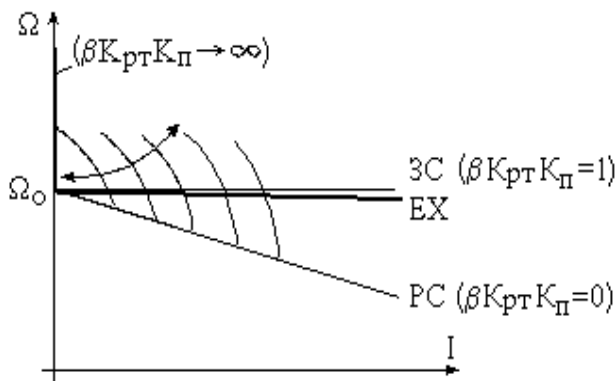


Рисунок 4.4

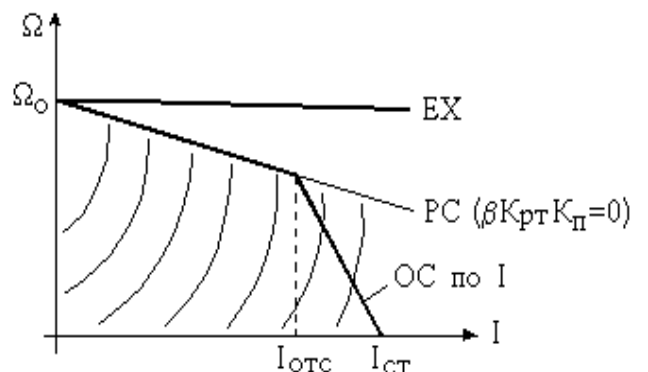


Рисунок 4.5

Численный пример расчета обратной связи.

$$\Omega = \frac{U_{зт} K_{рТ} K_{п}}{c_e \Phi_H} - \frac{I(R_a + R_{п})}{c_e \Phi_H} (1 \pm \beta K_{рТ} K_{п}).$$

Пусть в системе положительная обратная связь по току. Нужно найти  $\beta$ , при котором абсолютно жесткая характеристика.

$$1 - \beta \cdot K_{рТ} \cdot K_{п} = 0,$$

где  $K_{рТ} = 20$ ;  $K_{п} = 30$ .

$$\beta = 1 / K_{рТ} \cdot K_{п} = 1 / 600 = 0,002.$$

$$K_{дТ} = ? \quad K_{удТ} = ?$$

$$U_{дТ} = I \cdot K_{дТ} = \beta \cdot I \cdot (R_a + R_{п});$$

$$K_{дТ} = \beta \cdot (R_a + R_{п}); \quad K_{дТ} = K_{ш} \cdot K_{удТ}; \quad K_{ш} = U_{шн} / I_{шн}.$$

$$K_{удТ} = \frac{K_{дТ}}{K_{ш}} = \frac{\beta \cdot (R_a + R_{п}) \cdot I_{шн}}{U_{шн}}.$$

Пример – пусть  $P_H = 1$  кВт,  $U_H = 220$  В,  $I_H = 5$  А,  $R_a = 4$  Ом,  $R_{п} = 4$  Ом.

$$K_{дТ} |_{\Delta\Omega=0} = \beta \cdot (R_a + R_{п}) = 0,002 \cdot (4 + 4) = 0,016$$

$$K_{удТ} = \frac{\beta \cdot (R_a + R_{п}) \cdot I_{шн}}{U_{шн}} = \frac{0,016 \cdot 5}{0,075} \cong 1.$$

$$\Omega_o = \frac{U_{зТо} K_{рТ} K_{п}}{c_e \Phi_H} \rightarrow U_{зТо} = \frac{c_e \Phi_H \Omega_o}{K_{рТ} K_{п}} = \frac{U_H}{K_{рТ} K_{п}} = \frac{220}{20 \cdot 30} = 0,37 \text{ В}.$$

$$U_{дТ} = I_H \cdot K_{дТ} = 5 \cdot 0,016 = 0,08 \text{ В}.$$

$$PC_1: U_{зТ1} = 0,37 \text{ В};$$

$$PC_2: U_{зТ2} = 0,37 + 0,08 = 0,45 \text{ В}.$$

Рассчитанные статические характеристики замкнутой и разомкнутой систем представлены на рисунке 4.6.

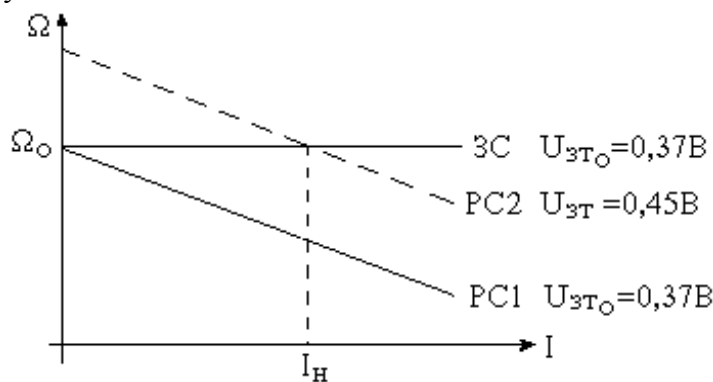


Рисунок 4.6

### 4.3 Статические характеристики одноконтурной системы АЭП с отрицательной обратной связью по скорости

Система АЭП с отрицательной обратной связью по скорости представлена на рисунке 4.7.

$$U_y = (U_{зс} - U_{дс}) \cdot K_{рс} \text{ (при } R_{зс} = R_{дс});$$

$$E_{п} = U_y \cdot K_{п} = E + I \cdot (R_a + R_{п});$$

$$E = c_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega;$$

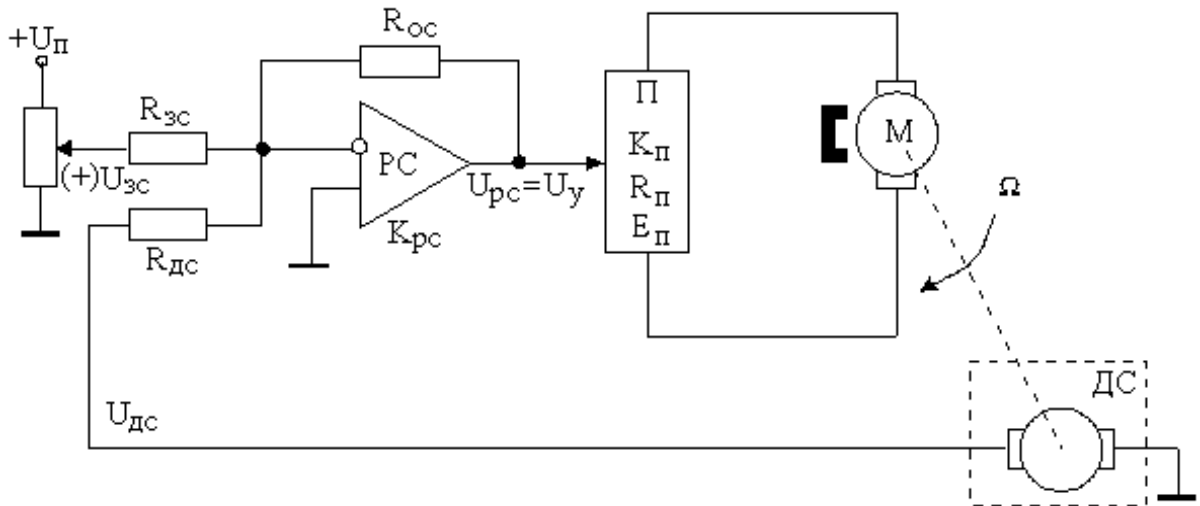


Рисунок 4.7

$$U_{дс} = K_{дс} \cdot \Omega, \quad W_{дс}(p) = \frac{U_{дс}(p)}{\Omega(p)} = K_{дс}.$$

$$(U_{зс} - K_{дс} \cdot \Omega) \cdot K_{рс} \cdot K_{п} = c_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega + I \cdot (R_a + R_{п});$$

$$U_{зс} \cdot K_{рс} \cdot K_{п} + K_{дс} \cdot \Omega \cdot K_{рс} \cdot K_{п} = c_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega + I \cdot (R_a + R_{п});$$

$$\Omega = \frac{U_{зс} K_{рс} K_{п}}{c_e \Phi_H + K_{рс} K_{п} K_{дс}} - \frac{I(R_a + R_{п})}{c_e \Phi_H + K_{рс} K_{п} K_{дс}};$$

$$\Delta \Omega^{3C} = \frac{I(R_a + R_{п})}{c_e \Phi_H + K_{рс} K_{п} K_{дс}}.$$

$$а) K_{дс} \cdot K_{рс} \cdot K_{п} = 0 \rightarrow \Delta \Omega^{3C} = \frac{I(R_a + R_{п})}{c_e \Phi_H} = \Delta \Omega^{PC};$$

$$б) K_{дс} \cdot K_{рс} \cdot K_{п} = \infty \rightarrow \Delta \Omega = 0.$$

Статические характеристики системы АЭП с отрицательной обратной связью по скорости представлены на рисунке 4.8.

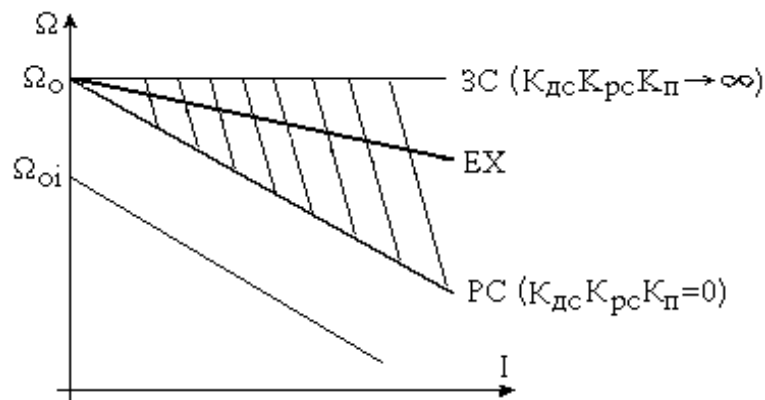


Рисунок 4.8

В системе с отрицательной обратной связью по скорости можно получить абсолютно жесткие характеристики, но только при очень большом коэффициенте усиления. Такие же характеристики можно получить при интегральном регуляторе скорости.

#### 4.4 Статические характеристики двухконтурной системы АЭП с отрицательной обратной связью по скорости и отсечкой по току

Система АЭП с отрицательной обратной связью по скорости и отсечкой по току представлена на рисунке 4.9.

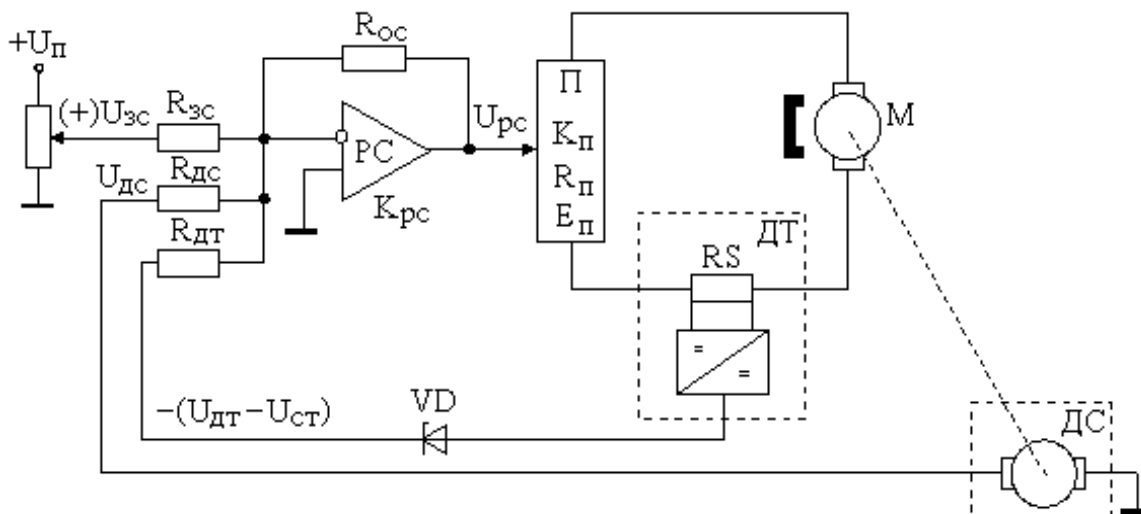


Рисунок 4.9

а)  $I < I_{отс}$ ,  $|U_{дт}| < U_{ст} \nu_D$ .

В рабочем диапазоне тока справедливы выражения для предыдущего случая, т.к. работает только одна обратная связь по скорости (см. рисунок 4.10).

б)  $I > I_{отс}$ ,  $|U_{дт}| > U_{ст} \nu_D$ .

В этом диапазоне тока одновременно на входе регулятора скорости действуют два сигнала ОС:

- сигнал по скорости, который стремится сделать скоростную характеристику более жесткой;
- сигнал по току, который стремится сделать скоростную характеристику более мягкой.

Для получения требуемой характеристики должна преобладать ОС по току.

$$U_y = (U_{зс} - U_{дс} - U_{дт} + U_{ст}) \cdot K_{рс};$$

$$E_{п} = U_y \cdot K_{п} = E + I \cdot (R_a + R_{п});$$

$$E = c_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega;$$

$$U_{дс} = \Omega \cdot K_{дс};$$

$$U_{дт} = \beta \cdot I \cdot (R_a + R_{п}).$$

$$[U_{зс} - \Omega \cdot K_{дс} - \beta \cdot I \cdot (R_a + R_{п}) + U_{ст}] \cdot K_{рс} \cdot K_{п} = c_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega + I \cdot (R_a + R_{п});$$

$$\Omega = \Omega_0 - \Delta\Omega;$$

$$\Omega = \frac{U_{зс} K_{рс} K_{п} + U_{ст} K_{рс} K_{п}}{c_e \Phi_H + K_{рс} K_{п} K_{дс}} - \frac{I (R_a + R_{п}) \cdot (1 + \beta K_{рс} K_{п})}{c_e \Phi_H + K_{рс} K_{п} K_{дс}}.$$

Статические характеристики двухконтурной системы АЭП с отрицательной ОС по скорости и отсечкой по току представлены на рисунке 4.10.

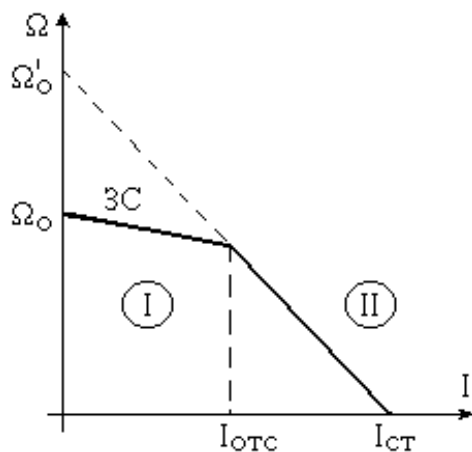


Рисунок 4.10

#### 4.5 Статические характеристики двухконтурной системы АЭП с отрицательной обратной связью по напряжению и положительной обратной связью по току

Система АЭП с отрицательной обратной связью по напряжению и положительной обратной связью по току представлена на рисунке 4.11.

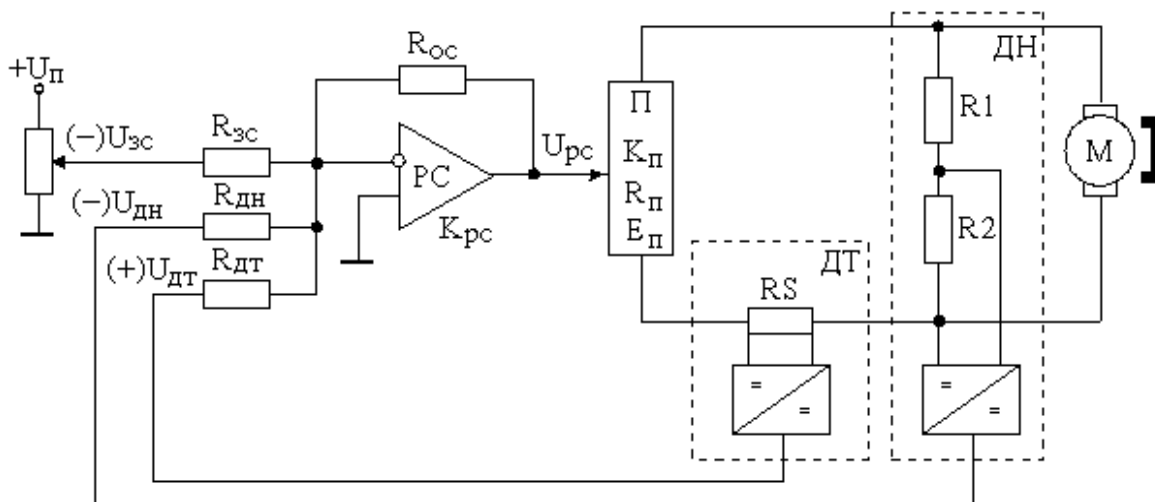


Рисунок 4.11

$$U_y = (U_{зс} - U_{дн} + U_{дт}) \cdot K_{рс};$$

$$E_{п} = U_y \cdot K_{п} = E + I \cdot (R_a + R_{п});$$

$$E = c_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega;$$

$$K_{дн} = U_{д} \cdot K_{дн} = (E_{п} - I \cdot R_{п}) \cdot K_{дн} = (E + I \cdot R_a) \cdot K_{дн};$$

$$U_{дн} = \beta \cdot I \cdot (R_a + R_{п}).$$

$$[U_{зс} - (c_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega + I \cdot R_a) \cdot K_{дн} + \beta \cdot I \cdot (R_a + R_{п})] \cdot K_{рс} \cdot K_{п} = c_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega + I \cdot (R_a + R_{п});$$

$$\Omega = \frac{U_{зс} K_{рс} K_{п}}{c_e \Phi_H (1 + K_{рс} K_{п} K_{дн})} - \frac{I (R_a + R_{п}) \cdot (1 + \beta K_{рс} K_{п}) + I \cdot R_a K_{рс} K_{п} K_{дн}}{c_e \Phi_H (1 + K_{рс} K_{п} K_{дн})};$$

$$\Omega = \Omega_{oi} - \Delta\Omega.$$

Эта система дает возможность получить жесткие характеристики.



#### 4.6 Статические характеристики одноконтурной системы АЭП с отрицательной обратной связью по скорости и упреждающим токовым ограничением

В этой системе ограничение тока осуществляется без его непосредственного измерения за счет ограничения разности ЭДС преобразователя и двигателя на допустимом уровне при любой скорости.

$$|E_{\Pi} - E_{\text{д}}| \leq I_{\text{доп}} \cdot R_{\text{яцс}}$$

Если скорость  $\Omega = \text{const}$  любая, то ограничение называется линейным (см. рисунок 4.12). Применяется в ЭП с двигателями обычного исполнения.

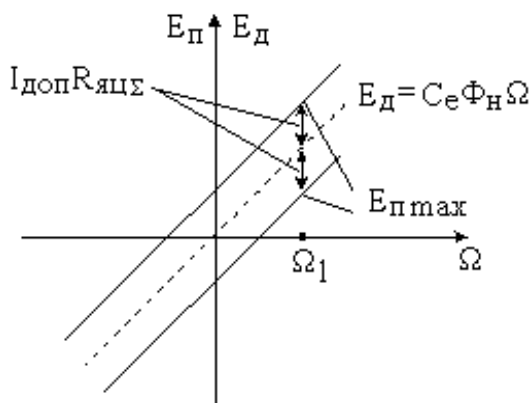


Рисунок 4.12

Если ограничение переменное с переменной скоростью, то это нелинейное токоограничение (см. рисунок 4.13). Применяется в ЭП с высокомоментными двигателями.

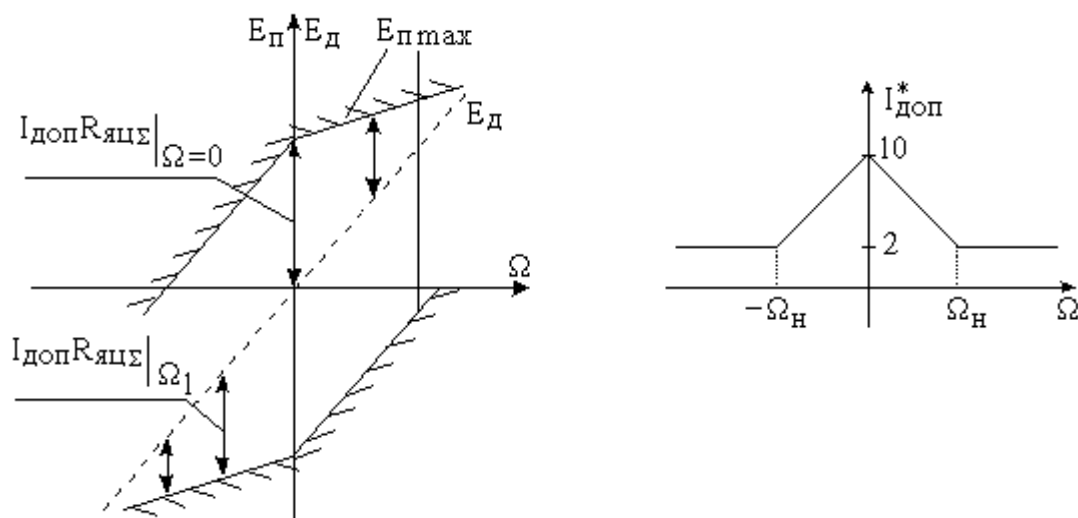


Рисунок 4.13

Поддержание требуемой разности между  $E_{\text{д}}$  и  $E_{\Pi}$  осуществляется за счет ограничения на соответствующем уровне (для данной скорости) сигнала управления на входе преобразователя (см. рисунок 4.14).

$$E_{\Pi} = K_{\Pi} \cdot U_{\text{упр}}$$

На рисунке 4.14 принято обозначение: БО – блок ограничения (линейный).

Статические характеристики системы представлены на рисунке 4.15, где приняты обозначения: ДР, ТР – двигательный и тормозной режимы; ИР – инверторный режим.

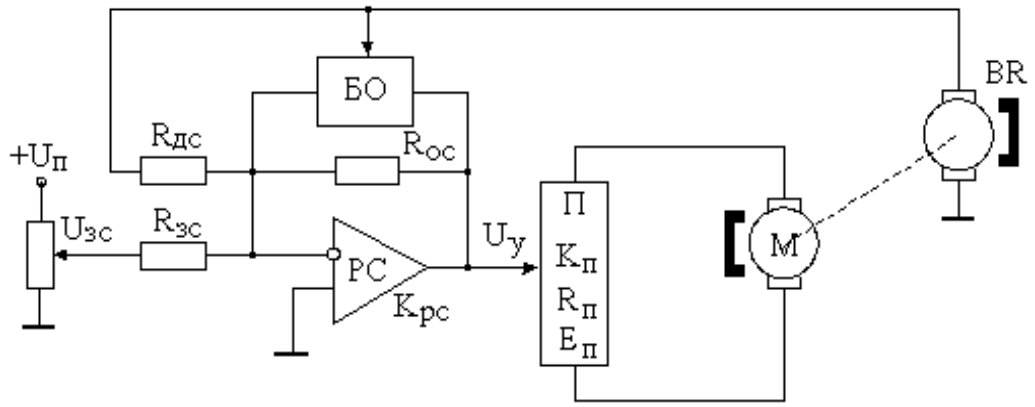


Рисунок 4.14

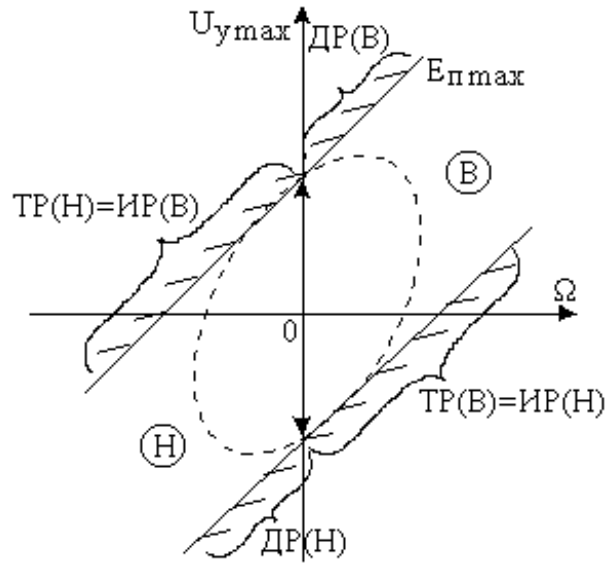


Рисунок 4.15

## 5 ЗАМКНУТЫЕ СИСТЕМЫ АЭП СТАБИЛИЗАЦИИ СКОРОСТИ

### 5.1 Оптимизация контуров регулирования

Цель оптимизации: при известных параметрах объекта подбор такого регулятора, при котором будут получены желаемые динамические и статические характеристики контура.

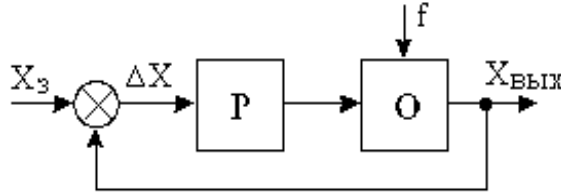


Рисунок 5.1

В соответствии с рисунком 5.1, передаточная функция замкнутого контура

$$W_3^3(p) = \frac{X_{\text{ВЫХ}}(p)}{X_{\text{ВХ}}(p)} = \frac{W^P(p)}{1 + W^P(p)} = \frac{W_p W_o}{1 + W_p W_o}.$$

Если  $W_p W_o \gg 1$ , то  $W_3^3(p) \rightarrow 1$ .

Реально, с учетом датчика обратной связи, передаточная функция замкнутого контура

$$W_3^3(p) = \frac{W_{\text{ПК}}(p)}{1 + W^P(p)} = \frac{W_p W_o}{1 + W_p W_o W_{\text{дос}}}.$$

Если  $W_p W_o W_{\text{дос}} \gg 1$ , то  $W_3^3(p) \rightarrow \frac{1}{W_{\text{дос}}}$ .

$$\frac{X_{\text{ВЫХ}}(p)}{X_3(p)} = 1 \rightarrow W_3^3(p) = 1;$$

$$\frac{X_{\text{ВЫХ}}(p)}{X_{\text{ВОЗМ}}(p)} = 0 \rightarrow W_{\text{ВОЗМ}}^3(p) = 0.$$

Решение идеальной задачи оптимизации вступает в противоречие с техническими и экономическими возможностями. Реально при оптимизации инерционности объекта с помощью регулятора компенсируют насколько это возможно и насколько это разумно для сохранения помехоустойчивости системы.

При анализе контуров регулирования в системах АЭП встречаются в основном два вида передаточных функций замкнутых контуров регулирования

$$a) W_3^3(p) = \frac{b_0}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2};$$

$$b_0 = a_0; b_1 = a_1.$$

$$\left| W_3^3(j\omega) \right| = \frac{b_0}{\sqrt{(a_0 - \omega^2 a_2)^2 + \omega^2 a_1^2}} = \frac{b_0}{\sqrt{a_0^2 - \omega^2 (a_1^2 - 2a_0 a_2) + \omega^4 a_2^2}};$$

$$\left| W_3^3(j\omega) \right| \rightarrow 1 \text{ при } 2a_0 a_2 = a_1^2.$$

$$\text{б) } W_3^3(p) = \frac{b_0 + b_1 p}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3};$$

$$\left| W_3^3(j\omega) \right| \rightarrow 1 \text{ при } 2a_0 a_2 = a_1^2 \quad 2a_1 a_3 = a_2^2.$$

В случае а) контур регулирования оптимизируют на модульный оптимум, в случае б) – на симметричный оптимум.

### 5.1.1 Оптимизация контура регулирования на модульный оптимум, объект которого содержит большую и малую инерционности

Дана передаточная функция объекта

$$W_o(p) = \frac{k_o}{(T_o p + 1)(T_\mu p + 1)},$$

где  $T_o$  – большая инерционность;

$T_\mu$  – малая инерционность (некомпенсированная постоянная, определяющая помехозащищенность);

$k_o$  – коэффициент усиления объекта.

Найдем передаточную функцию регулятора  $W_p(p)$ .

Если взять П-регулятор, то контур будет статическим, т.е. будет ошибка, стремящаяся к нулю. Для придания системе астатических свойств, а также для компенсации большой инерционности объекта подойдет ПИ-регулятор.

Передаточная функция ПИ-регулятора

$$W_p(p) = k_p \frac{T_{из} p + 1}{T_{из} p},$$

где  $T_{из} = T_o$ .

Найдем  $k_p$

$$W^P(p) = W_o(p)W_p(p) = \frac{k_o}{(T_o p + 1)(T_\mu p + 1)} \frac{k_p(T_{из} p + 1)}{T_{из} p} = \frac{k_o k_p}{T_o p(T_\mu p + 1)};$$

$$W_3^3(p) = \frac{W_{пк}(p)}{1 + W_{пк}(p)W_{ос}(p)} = \frac{W_p^P(p)}{1 + W_p^P(p)} = \frac{\frac{k_o k_p}{T_o p(T_\mu p + 1)}}{1 + \frac{k_o k_p}{T_o p(T_\mu p + 1)}}$$

$$= \frac{k_o k_p}{k_o k_p + T_o p + T_o T_\mu p^2};$$

$$W_{пк}(p) = W^P(p);$$

$$W_{ос}(p) = 1;$$

$$k_o k_p = b_0 = a_0; \quad T_o = a_1; \quad T_o T_\mu = a_2.$$

Из условия оптимизации на модульный оптимум  $2a_0 a_2 = a_1^2$ , находим

$$2k_p k_o T_o T_\mu = T_o^2;$$

$$k_p = \frac{T_o}{2k_o T_\mu}.$$

Тогда  $W_3^3(p)$  переписывается

$$W_3^3(p) = \frac{k_o \frac{T_o}{2k_o T_\mu}}{k_o \frac{T_o}{2k_o T_\mu} + T_o p + T_o T_\mu p^2} = \frac{1}{1 + 2T_\mu p + 2T_\mu^2 p^2}.$$

Из полученного выражения видно, что характер переходных процессов в оптимизированной замкнутой системе будет определяться малой постоянной времени  $T_\mu$ .

В соответствии с рисунком 5.2, на котором представлен переходный процесс в оптимизированной замкнутой системе, можно привести следующие цифры

$\sigma = 4,3\%$  – перерегулирование;

$t_1 = 4,7 \cdot T_\mu$ ;

$t_2 = 6,3 \cdot T_\mu$ ;

$t_3 = 8,4 \cdot T_\mu$ .

Этот переходный процесс не является предельным ни по быстрдействию, ни по перерегулированию.

Оптимизация по этой процедуре носит название настройки на модульный оптимум (МО).

В общем виде передаточную функцию можно представить

$$W_3^3(p) = \frac{1}{1 + \beta p + \alpha p^2};$$

$$r_{1,2} = \frac{-\beta \pm \sqrt{\beta^2 - 4\alpha}}{2\alpha};$$

$\beta^2 - 4\alpha \geq 0$  – переходный процесс аperiodический;

$\beta^2 - 4\alpha < 0$  – переходный процесс колебательный.

$$\beta^2 - 4\alpha = 4\alpha \left( \frac{\beta^2}{4\alpha} - 1 \right);$$

$$\frac{\beta^2}{4\alpha} = \xi^2,$$

где  $\xi$  – коэффициент демпфирования.

$$\xi = \frac{\beta}{2\sqrt{\alpha}};$$

$\xi \geq 1$  – переходный процесс аperiodический;

$\xi < 1$  – переходный процесс колебательный.

В нашем случае  $\beta = 2T_\mu$ ;  $\alpha = 2T_\mu^2$ ;

$$\xi = \frac{\beta}{2\sqrt{\alpha}} = \frac{2T_\mu}{2\sqrt{2T_\mu^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707.$$

Настройка на МО является компромиссной. Быстрдействие контура можно увеличить, но вместе с тем растет перерегулирование, аналогично перерегулирование можно уменьшить, но уменьшится и быстрдействие (см. рисунок 5.3).

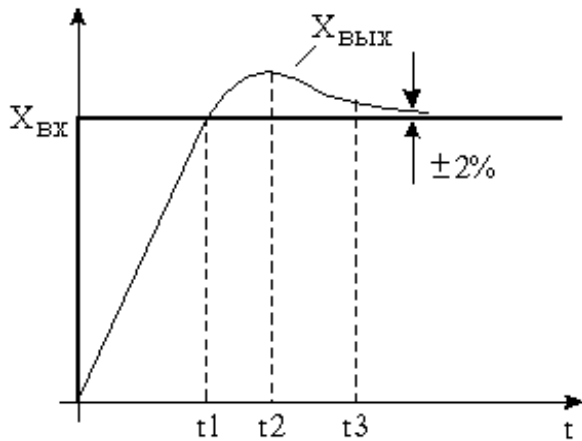


Рисунок 5.2

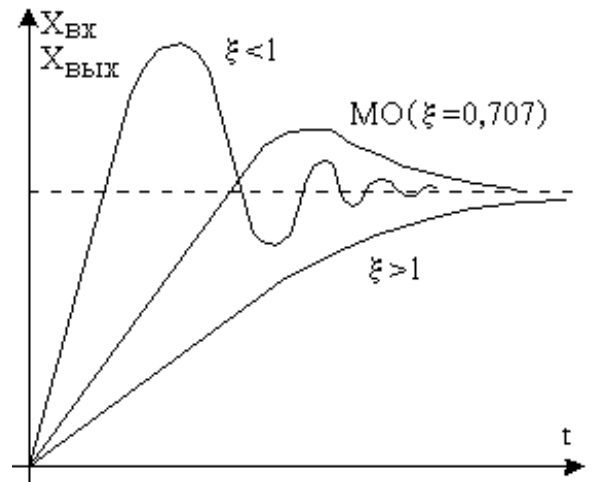


Рисунок 5.3

Настройка на модульный оптимум дает средние показатели по быстродействию и перерегулированию и легко технически реализуема.

ЛАЧХ разомкнутого контура оптимизированного на МО представлена на рисунке 5.4.

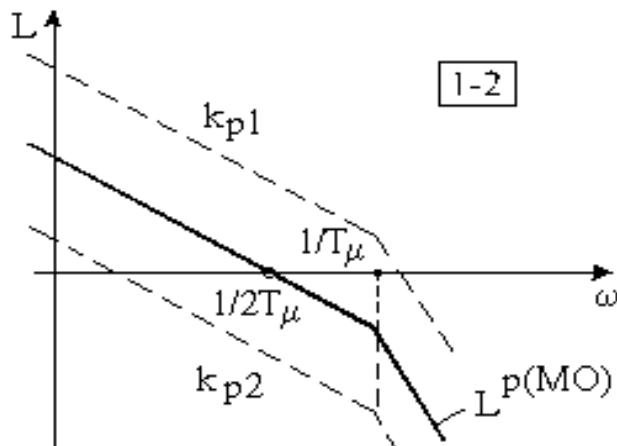


Рисунок 5.4

$$W^{p(MO)}(p) = \frac{k_o}{(T_o p + 1)(T_\mu p + 1)} k_p \frac{T_{из} p + 1}{T_{из} p} = \frac{k_o}{(T_o p + 1)(T_\mu p + 1)} \times$$

$$\times \frac{\frac{T_o}{2k_o T_\mu} (T_o p + 1)}{T_o p} = \frac{1}{2T_\mu p (T_\mu p + 1)};$$

$$k_p = \frac{T_o}{2k_o T_\mu};$$

$$T_{из} = T_o.$$

Увеличение  $k_p$  приведет к увеличению быстродействия, но и к повышению колебательности.

$$\text{ЛАЧХ разомкнутого контура с } k_{p1} > \frac{T_o}{2k_o T_\mu} \text{ и } k_{p2} < \frac{T_o}{2k_o T_\mu}$$

представлены на рисунке 5.4.

Передаточная функция замкнутого контура

$$W_3^{3(MO)}(p) = \frac{W^{p(MO)}(p)}{1 + W^{p(MO)}(p)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{2T_\mu p(T_\mu p + 1)}} = \frac{1}{1 + 2T_\mu p + 2T_\mu^2 p^2};$$

$$W_3^{3(MO)}(p) \approx \frac{1}{1 + 2T_\mu p}.$$

После оптимизации контура на МО контур будем представлять по упрощенному виду как апериодическое звено первого порядка (см. рисунок 5.5), а не колебательное.

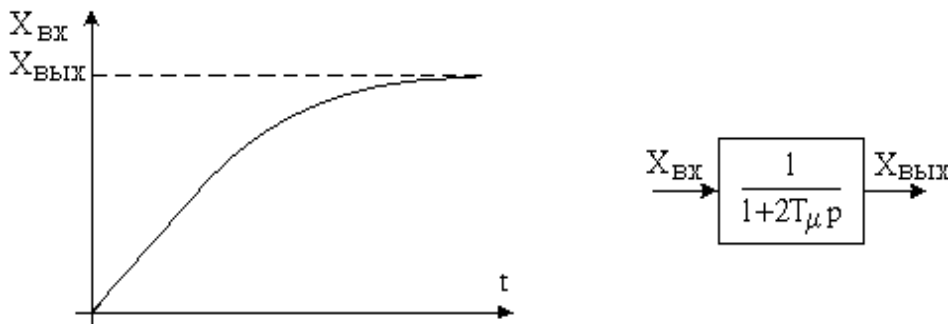


Рисунок 5.5

Порядок оптимизации на МО по ЛАЧХ (см. рисунок 5.6):

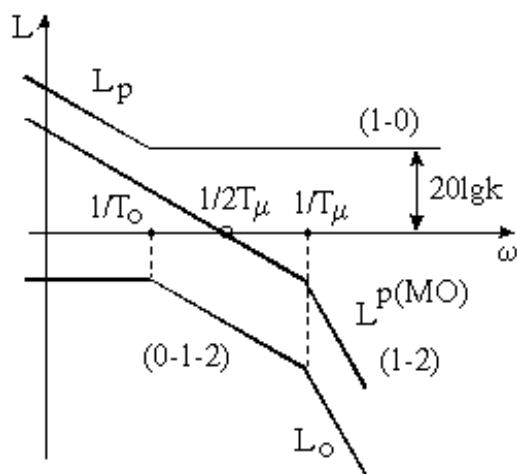


Рисунок 5.6

Дана передаточная функция разомкнутого контура

$$W^{p(MO)}(p) = W_p(p)W_o(p) = \frac{1}{2T_\mu p(T_\mu p + 1)},$$

где  $W_p(p)$  – передаточная функция регулятора;

$W_o(p)$  – передаточная функция объекта.

Из нее находим передаточную функцию регулятора

$$W_p(p) = \frac{1}{2T_\mu p(T_\mu p + 1)W_o(p)}.$$

При  $T_{из} < T_0$  увеличивается площадь НЧ части характеристики, появляется участок с наклоном 40дб/дек в средней части ЛАЧХ (см. рисунок 5.7). Это приводит к увеличению быстродействия контура, но может вызвать неустойчивость в нем, если частота среза будет приходиться на участок 40дб/дек.

При  $T_{из} > T_0$  площадь НЧ части ЛАЧХ уменьшается (см. рисунок 5.8), что должно уменьшить быстродействие.

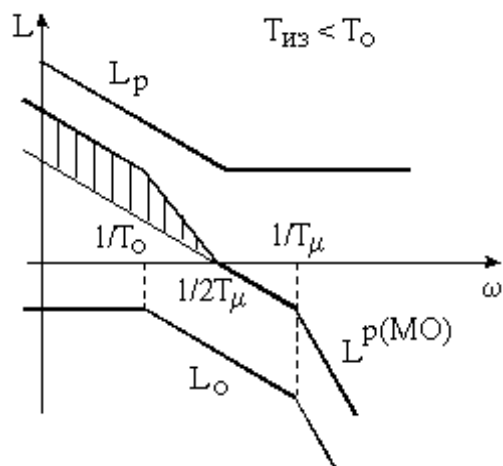


Рисунок 5.7

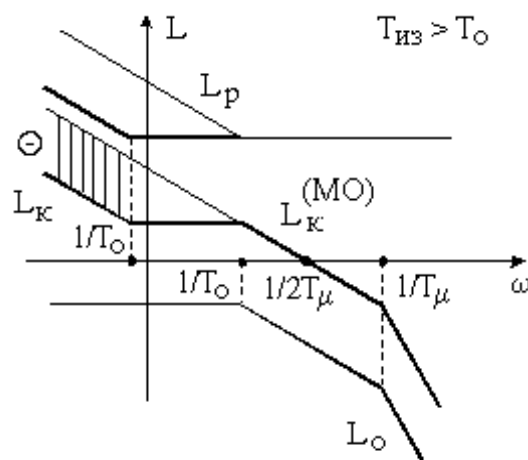


Рисунок 5.8

Диаграммы сигналов при различных настройках контура представлены на рисунке 5.9.

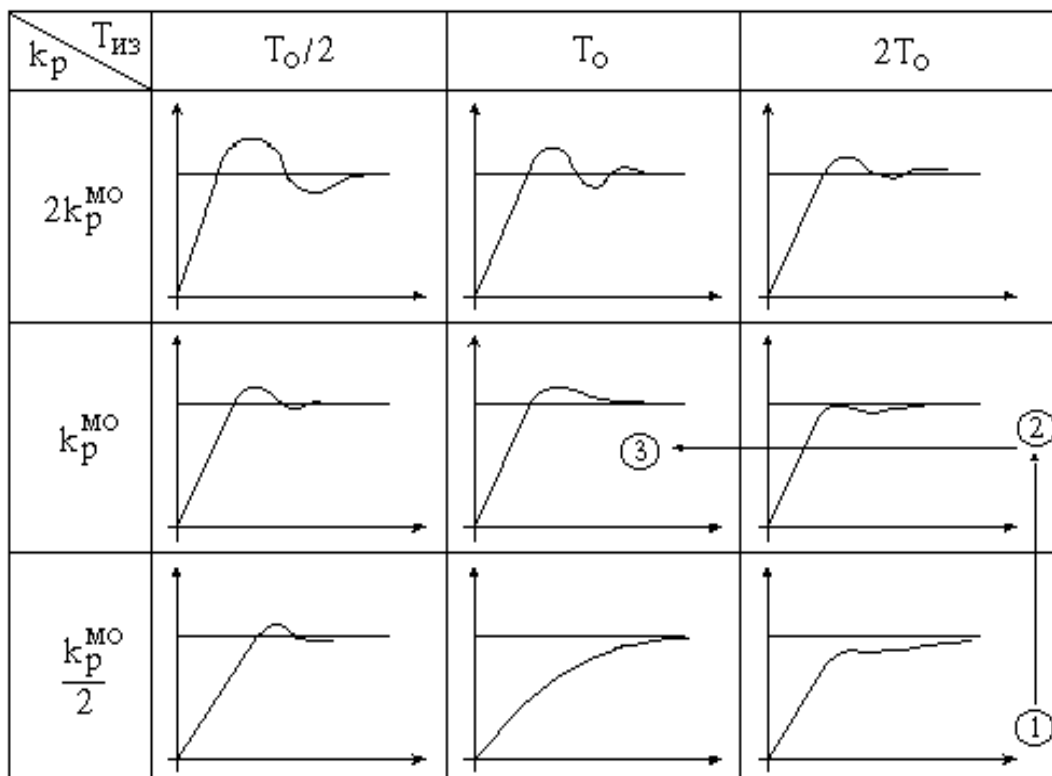


Рисунок 5.9 – Диаграммы сигналов при различных настройках контура

При оптимизации следующих контуров регулирования внутренний контур будет представлен аperiodическим звеном.

$$W_{ош}(p) = \frac{\Delta X(p)}{X_{вх}(p)} = \frac{X_{вх}(p) - X_{вых}(p)}{X_{вх}(p)} = 1 - W_3(p) = 1 - \frac{1}{1 + 2T_\mu p + 2T_\mu^2 p^2} = \frac{2T_\mu p + 2T_\mu^2 p^2}{1 + 2T_\mu p + 2T_\mu^2 p^2};$$



$$\lim_{p \rightarrow 0} W_{\text{ош}}(p) = 0;$$

$$\Delta X(p) = W_{\text{ош}}(p) \cdot X_{\text{вх}}(p).$$

### 5.1.2 Применение П-регулятора для контура, объект которого содержит большую и малую инерционности

Применение П-регулятора оправдано, т.к. не требуется следить за емкостью, и будут отсутствовать узлы, шунтирующие емкость на стоянке привода.

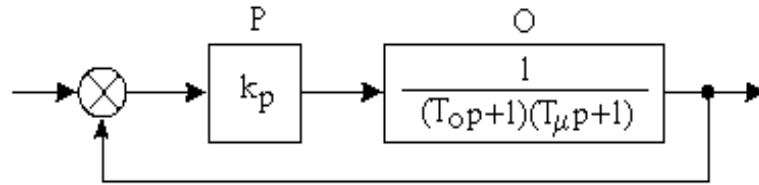


Рисунок 5.10

В соответствии со структурной схемой на рисунке 5.10, передаточные функции объекта, разомкнутого и замкнутого с единичной обратной связью контуров

$$W_o(p) = \frac{k_o}{T_o p + 1} \cdot \frac{1}{T_\mu p + 1};$$

$$W^P(p) = \frac{k_p k_o}{(T_o p + 1)(T_\mu p + 1)};$$

$$W^3(p) = \frac{W^P(p)}{1 + W^P(p)} = \frac{k_p k_o}{1 + k_p k_o + (T_o + T_\mu)p + T_o T_\mu p^2};$$

$$2a_0 a_2 = a_1^2;$$

$$2(1 + k_p k_o) T_o T_\mu = (T_o + T_\mu)^2;$$

$$k_p k_o \gg 1 \rightarrow 1 + k_p k_o \approx k_p k_o;$$

$$T_o \gg T_\mu \rightarrow T_o + T_\mu \approx T_o;$$

$$2k_p k_o T_o T_\mu = T_o^2;$$

$$k_p = \frac{T_o}{2k_o T_\mu} \text{ – коэффициент П-регулятора как у ПИ-регулятора.}$$

Передаточная функция регулятора

$$W_p(p) = k_p = \frac{T_o}{2k_o T_\mu}.$$

$$W^3(p) = \frac{W^P(p)}{1 + W^P(p)} = \frac{T_o / 2T_\mu}{1 + T_o / 2T_\mu + (T_o + T_\mu)p + T_o T_\mu p^2} \approx$$

$$\approx \frac{1}{1 + 2T_\mu p + 2T_\mu^2 p^2} \text{ при } T_o \gg T_\mu.$$

Т.к. передаточная функция замкнутого контура в данном случае будет практически такой же, как с применением ПИ-регулятора, то характер переходных процессов будет тот же самый.

$$W_{\text{ош}}(p) = 1 - W_3^3(p) = 1 - \frac{k_p k_o}{1 + k_p k_o + (T_o + T_\mu)p + T_o T_\mu p^2} =$$

$$= \frac{1 + (T_o + T_\mu)p + T_o T_\mu p^2}{1 + k_p k_o + (T_o + T_\mu)p + T_o T_\mu p^2}.$$

УР:

$$\lim_{p \rightarrow 0} W_{\text{ош}}(p) = \frac{1}{1 + k_p k_o} = \frac{1}{1 + \frac{T_o}{2k_o T_\mu} k_o} = \frac{1}{1 + \frac{T_o}{2T_\mu}} = \frac{2T_\mu}{2T_\mu + T_o} \approx \frac{2T_\mu}{T_o}.$$

Замкнутый контур является статическим. Ошибка уменьшается по мере роста коэффициентов.

Ошибка может быть скомпенсирована за счет увеличения сигнала задания.

$$\Delta X = \frac{2T_\mu}{T_o} X_{\text{вх}}; \quad \frac{\Delta X}{X_{\text{вх}}} \leq 0,1; \quad \frac{2T_\mu}{T_o} \leq 0,1; \quad T_o > 20T_\mu.$$

При соотношении  $T_o > 20T_\mu$  применяют П-регулятор.

### 5.1.3 Оптимизация контура на МО контура, объект которого имеет интегрирующее звено и звено с малой постоянной времени.

$$\text{МО: } W^P(p) = W_p(p)W_o(p) = W_p(p) \frac{k_o}{T_o p(T_\mu p + 1)} = \frac{1}{2T_\mu p(T_\mu p + 1)};$$

$$W_p(p) = \frac{T_o}{2k_o T_\mu} = k_p \text{ – регулятор П-типа.}$$

С П-регулятором контур в общем случае является статическим. В некоторых случаях, если интегрирующее звено объекта находится до точки приложения возмущающего воздействия, контур будет астатическим.

На рисунке 5.11а, б представлены контур астатический по возмущению и статическая система по возмущению, соответственно.

В обоих вариантах система является астатической по заданию, т.к. одно из звеньев имеет интегральную часть. При качественном анализе системы необходимо начинать со звена, имеющего интегральную часть, на котором в установившемся режиме должен быть ноль.

По возмущению астатической является только вариант а), т.к. в этом случае интегральная часть объекта стоит до точки приложения возмущающего воздействия. Вариант б) является статическим по возмущению, т.к. нулевой сигнал на входе интегрирующей части возможен при наличии возмущающего воздействия, т.е. ошибки.

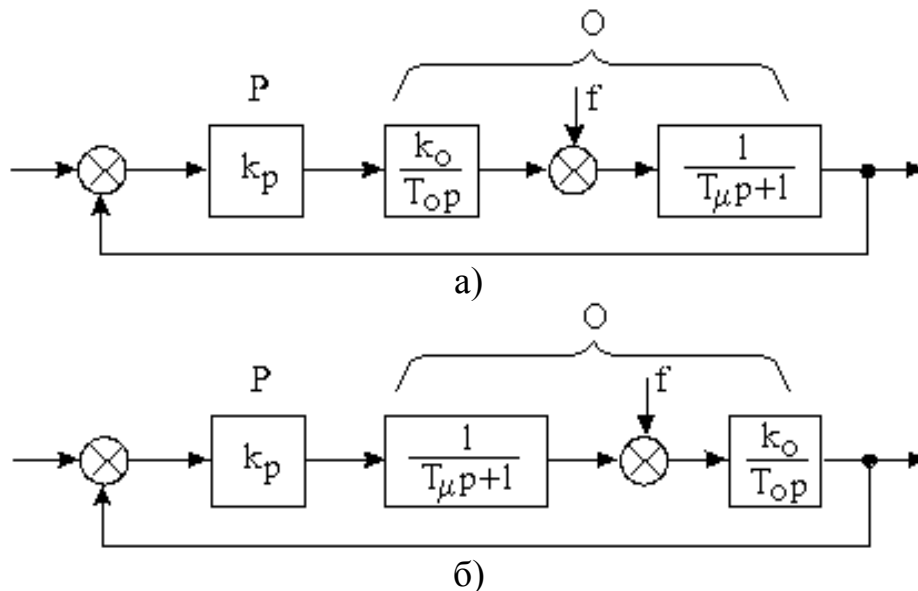


Рисунок 5.11

#### 5.1.4 Оптимизация контура на СО, объект которого содержит интегрирующее звено и звено с малой постоянной времени

Применим ПИ-регулятор с передаточной функцией

$$W_p = k_p \frac{T_{из} p + 1}{T_{из} p}$$

С ПИ-регулятором астатическим по заданию и возмущению передаточные функции разомкнутого и замкнутого контуров:

$$W^p(p) = k_p \frac{T_{из} p + 1}{T_{из} p} \frac{k_o}{T_o p (T_{\mu} p + 1)};$$

$$W^3(p) = \frac{W^p}{1 + W^p} = \frac{\frac{k_p k_o (T_{из} p + 1)}{T_{из} T_o p^2 (T_{\mu} p + 1)}}{1 + \frac{k_p k_o (T_{из} p + 1)}{T_{из} T_o p^2 (T_{\mu} p + 1)}} =$$

$$= \frac{k_p k_o + k_p k_o T_{из} p}{k_p k_o + k_p k_o T_{из} p + T_{из} T_o p^2 + T_{из} T_o T_{\mu} p^3};$$

$$2a_0 a_2 = a_1^2 \rightarrow 2k_p k_o T_{из} T_o = k_p^2 k_o^2 T_{из}^2 \rightarrow 2T_o = k_p k_o T_{из};$$

$$2a_1 a_3 = a_2^2 \rightarrow 2k_p k_o T_{из}^2 T_o T_{\mu} = T_{из}^2 T_o^2 \rightarrow 2k_p k_o T_{\mu} = T_o;$$

$$k_p = \frac{T_o}{2k_o T_{\mu}}; \quad 2T_o = \frac{T_o}{2k_o T_{\mu}} k_o T_{из}; \quad T_{из} = 4T_{\mu};$$

$$W^p(p) = \frac{T_o}{2k_o T_{\mu}} \cdot \frac{4T_{\mu} p + 1}{4T_{\mu} p} \cdot \frac{k_o}{T_o p (T_{\mu} p + 1)} = \frac{4T_{\mu} p + 1}{4T_{\mu} p} \cdot \frac{1}{2T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1)}.$$

В соответствии с рисунком 5.12, ЛАЧХ разомкнутого контура получилась симметрично относительно частоты среза. Это настройка на симметричный оптимум.

$$W_3^3(p) = \frac{1 + 4T_\mu p}{1 + 4T_\mu p + 8T_\mu^2 p^2 + 8T_\mu^3 p^3}.$$

Передаточная функция замкнутого контура определяется только  $T_\mu$ . Этой передаточной функции соответствует переходный процесс, представленный на рисунке 5.13.

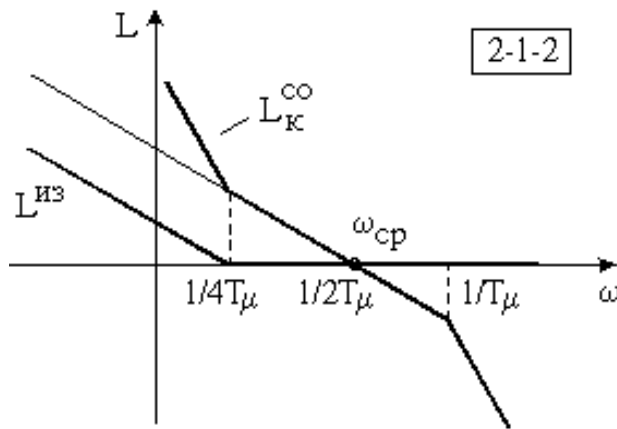


Рисунок 5.12

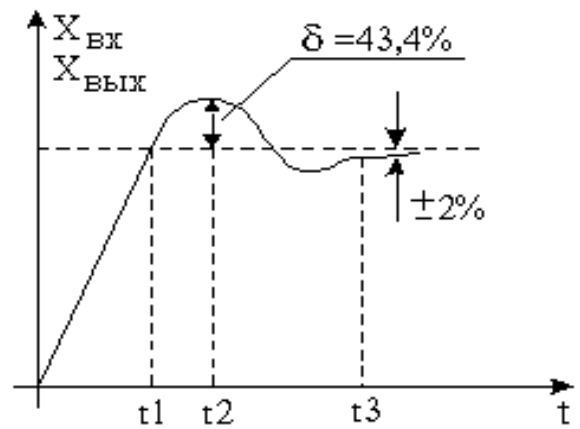


Рисунок 5.13

$$t_1 = 3,1T_\mu; t_3 = 16,5T_\mu; \delta = 43,4\%.$$

Повышенное перерегулирование вызвано наличием форсирующего члена в числителе передаточной функции. Такое перерегулирование недопустимо. Для снижения перерегулирования на входе замкнутого контура включают фильтр (см. рисунок 5.14).

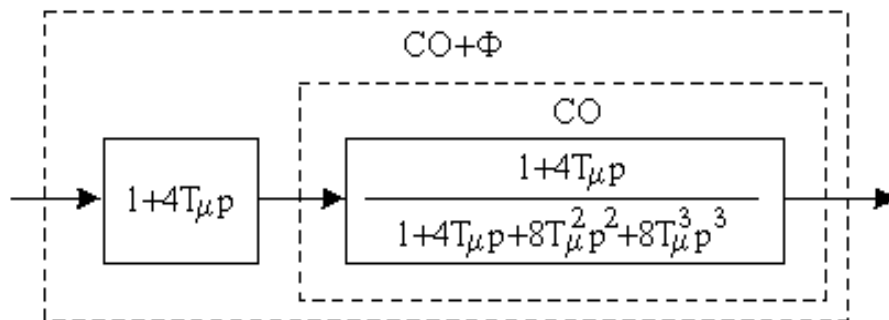


Рисунок 5.14

Передаточная функция фильтра

$$W_\Phi(p) = \frac{1}{1 + 4T_\mu p};$$

$$W_{z(\text{CO}+\Phi)}^3(p) = \frac{1}{1 + 4T_\mu p + 8T_\mu^2 p^2 + 8T_\mu^3 p^3} \approx \frac{1}{1 + 4T_\mu p}.$$

График переходных процессов при различных настройках контура представлен на рисунке 5.15.

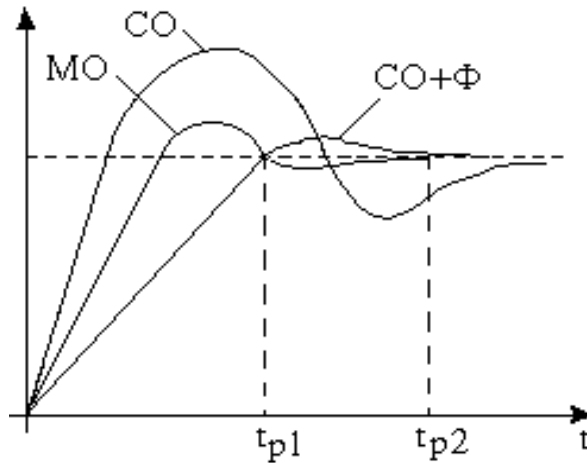


Рисунок 5.15

Таблица 5.1. Характеристики переходных процессов при различных настройках контура

	CO	MO	CO+Φ
$\sigma, \%$	43,4	4,3	8,1
$t_1$	$3,1T_{\mu}$	$4,3T_{\mu}$	$7,6T_{\mu}$
$t_3$	$16,6T_{\mu}$	$8,4T_{\mu}$	$13,3T_{\mu}$

Сравнивая настройку на CO и MO можно сделать вывод, что настройка на MO имеет малое перерегулирование и большое быстродействие, но при этом система является статической. Быстродействие и перерегулирование при оптимизации на симметричный оптимум (CO) вдвое хуже, чем при настройке на MO, но система становится астатической.

Перерегулирование с фильтром на входе снижается по причине замены скачка сигнала с выхода фильтра, т.е. на входе контура экспонентой.

Техническая реализация фильтра на входе системы представлена на рисунке 5.16.

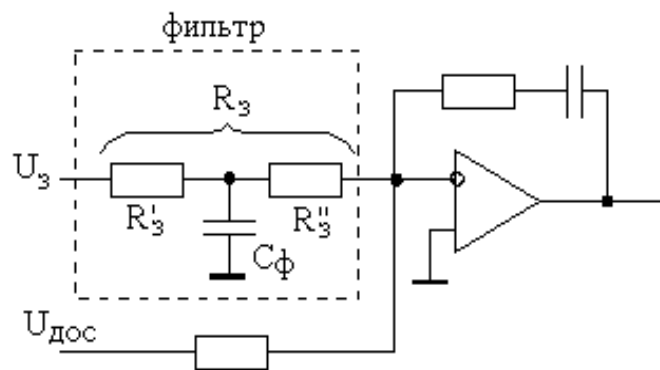


Рисунок 5.16

Применение ПИ-регулятора для объекта, содержащего интегрирующее звено и звено с малой постоянной времени позволяет построить систему астатическую по заданию и возмущению.

## 5.2 Принципы построения многоконтурных АЭП

В АЭП в процессе регулирования требуется контролировать и ограничивать ряд координат ЭП на допустимом уровне (ток, напряжение и т.д.), поэтому современные системы АЭП многоконтурные.

Принципы построения многоконтурных систем АЭП:

1) Многоконтурные АЭП с параллельными контурами регулирования с одним или несколькими регуляторами

а) с одним регулятором (рисунок 5.17);

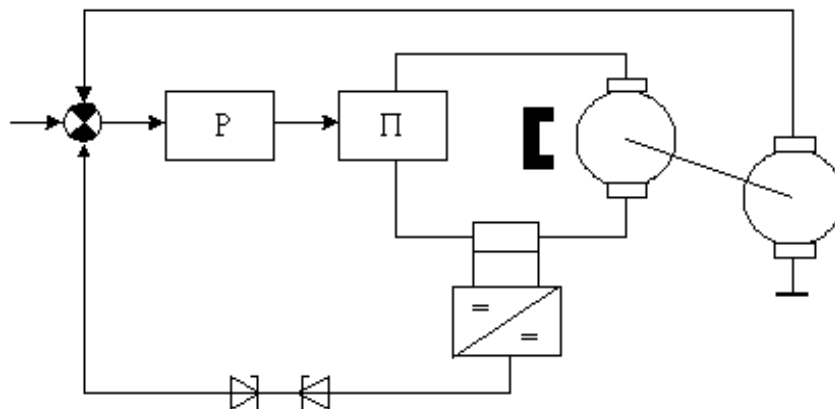


Рисунок 5.17

б) с n-количеством регулируемых параметров.

Недостаток системы с одним регулятором – регулятор имеет компромиссную настройку для того, чтобы переходные процессы были требуемого качества в контурах скорости и тока.

Достоинство – относительно высокое быстродействие, если применяется несколько регуляторов (но в этом случае усложняется узел, который обеспечивает их совместную работу).

2) Многоконтурные системы с концентрическими контурами регулирования (рисунок 5.18).

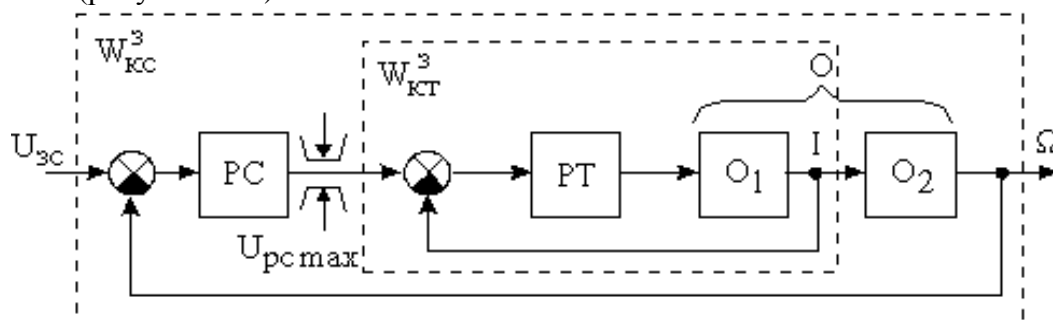


Рисунок 5.18

У каждого параметра свой регулятор, поэтому можно обеспечить оптимальность настройки каждого контура. Цепь регулирования определяется внешним контуром (в данном случае контуром скорости). Выходной сигнал РС является задающим для внутреннего контура. Контур тока является подчиненным контуру скорости, следовательно, это система с подчиненным регулированием параметров.

Достоинства:

- возможность реализации оптимальных законов управления каждого параметра;
- простота ограничения максимальных значений регулируемой величины за счет ограничения сигнала на входе соответствующего регулятора. Ограничение тока

осуществляется за счет ограничения выходного сигнала РС, который является задающим для контура тока. Максимальная скорость привода ограничивается за счет ограничения максимальных сигналов задания на входе системы;

- упрощается расчет, наладка и реализация. Оптимизация системы начинается с внутреннего контура, который в дальнейшем будет представлен в виде звена с достаточно простой передаточной функцией, входящего в состав объекта внешнего контура.

Недостатки:

- быстродействие системы снижается по мере увеличения контуров регулирования;
- растет малая постоянная времени контуров регулирования.

### 5.3 Однозонный ЭП с подчиненным регулированием параметров с обратной связью по скорости

Структурная схема однозонного ЭП постоянного тока с обратной связью по скорости с подчиненным регулированием параметров представлена на рисунке 5.19.

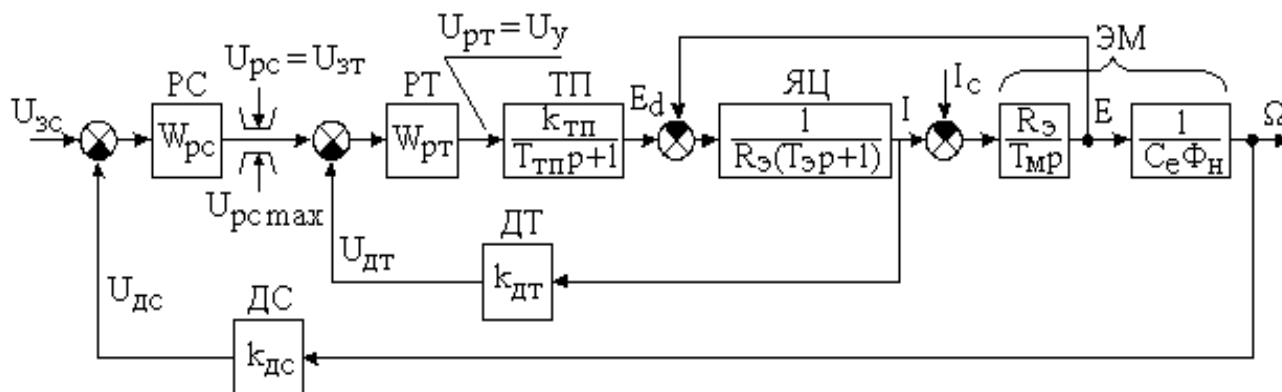


Рисунок 5.19

При подаче задающего сигнала РС, как правило, выходит на ограничение, задавая максимальный ток, который обрабатывается замкнутым контуром тока. В соответствии с рисунком 5.20, динамическая составляющая тока обеспечивает увеличение скорости двигателя.

$$I - I_c = I_{дин.}$$

В точке 2 регулятор скорости сойдет с ограничения и будет уменьшать свой сигнал до такого уровня, при котором ток двигателя равен току статической нагрузки. Установившийся режим в точке 3 наступит при равенстве  $I = I_c$ .

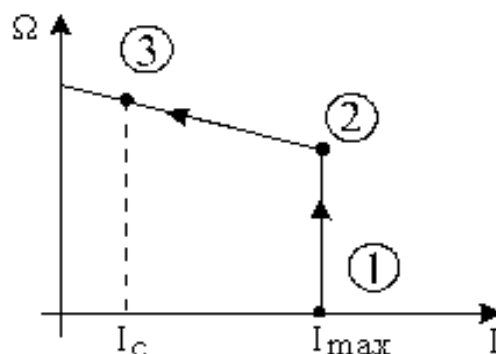


Рисунок 5.20

#### 5.3.1 Оптимизация контура тока

##### 5.3.1.1 Оптимизация контура тока с заторможенным электродвигателем

Структурная схема внутреннего контура тока представлена на рисунке 5.21.

Допущения:

- датчик тока считаем безинерционным  $W_{дт}(p) = k_{дт}$ ;

- все малые инерционности, которые имеет контур, включены на входе ТП

$$T_{\mu} = T_{ТП} + T_{\mu(РТ)} + T_{\mu(ДТ)};$$

- ЭД заторможен ( $E = 0$ ) или ( $\Delta E \approx 0$ ), а значит отсутствует ОС по ЭДС.

Контур тока содержит звенья с большой и малой инерционностью (малую инерционность компенсировать не следует, она будет определять помехоустойчивость контура).

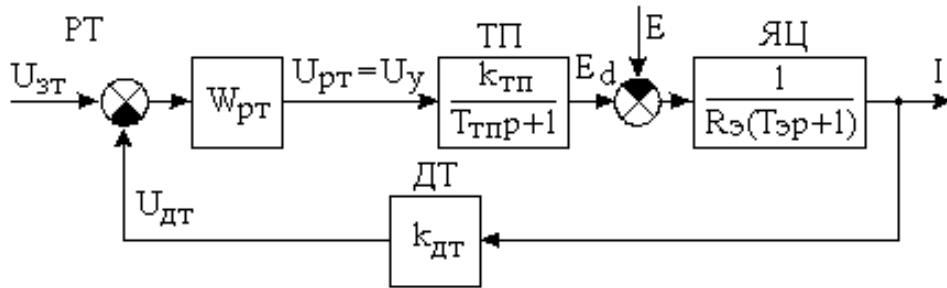


Рисунок 5.21

Структурная схема контура тока с учетом сделанных допущений представлена на рисунке 5.22.

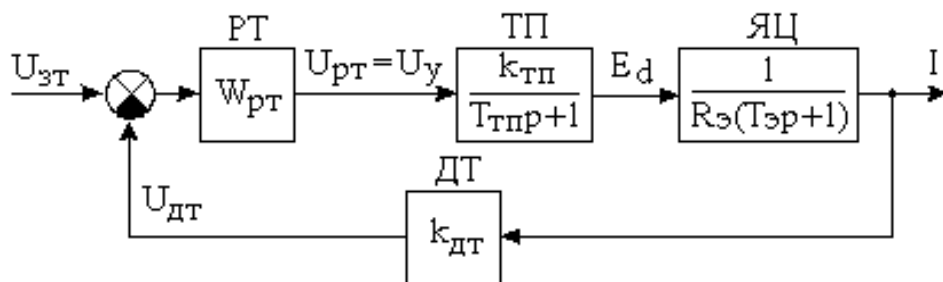


Рисунок 5.22

$$\text{МО: } W_{\text{КТ}}^p(p) = W_{\text{РТ}}(p) \frac{k_{\text{ТП}}}{T_{\text{ТП}}p+1} \frac{1}{R_{э}(T_{э}p+1)} k_{\text{ДТ}} = \frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)};$$

$$W_{\text{РТ}}(p) = \frac{R_{э}(T_{э}p+1)}{2T_{\mu}p \cdot k_{\text{ТП}}k_{\text{ДТ}}} \frac{T_{э}}{T_{э}} = \frac{R_{э}T_{э}}{2T_{\mu}k_{\text{ТП}}k_{\text{ДТ}}} \frac{T_{э}p+1}{T_{э}p} = k_{\text{РТ}} \frac{T_{э}p+1}{T_{э}p}.$$

Получили регулятор тока (РТ) ПИ-типа. С этим регулятором система астатическая и по заданию, и по возмущению (для заторможенного двигателя).

$$W_{\text{КТ}}^3(p) = \frac{W_{\text{ПК}}(p)}{1 + W_{\text{КТ}}^p(p)},$$

где  $W_{\text{ПК}}(p) = \frac{W_{\text{КТ}}^p(p)}{k_{\text{ДТ}}}$  – передаточная функция прямого канала;

$$W_{\text{КТ}}^p(p) = \frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)} \text{ – передаточная функция разомкнутого контура.}$$

Тогда, передаточная функция замкнутого контура тока

$$W_{\text{КТ}}^3(p) = \frac{1}{k_{\text{ДТ}}} \frac{W_{\text{КТ}}^p(p)}{1 + W_{\text{КТ}}^p(p)} = \frac{1}{k_{\text{ДТ}}} \frac{\frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)}}{1 + \frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)}} = \frac{1/k_{\text{ДТ}}}{1 + 2T_{\mu}p + 2T_{\mu}^2p^2};$$



$$W_{KT}^3(p) \cong \frac{1/k_{DT}}{1+2T_{\mu}p} = \frac{1/k_{DT}}{1+T_{T}p},$$

где  $2T_{\mu} = T_{T}$  – эквивалентная постоянная времени оптимизированного на МО контура тока.

$$\text{УР: } \lim_{\substack{p \rightarrow 0 \\ t \rightarrow \infty}} W_{KT}^3(p) = 1/k_{DT}.$$

### 5.3.1.2 О запасе тиристорного преобразователя по напряжению

Максимальное напряжение тиристорного преобразователя при номинальной ЭДС двигателя и возможных снижениях напряжения питания сети должно обеспечить определенный запас на статику и динамику.

$$k_C E_{dmax} = E_{дн} + \Delta E_{dmax};$$

$$(k_C = 0,9);$$

$$\Delta E_d (\text{статика}) = I_{max} R_{\Omega};$$

$$\Delta E_d (\text{динамика}) = (T_{\Omega}/2T_{\mu}) I_{max} R_{\Omega};$$

Переходные процессы при  $\frac{T_{\Omega}}{2T_{\mu}} > 1$  и  $\frac{T_{\Omega}}{2T_{\mu}} < 1$  представлены на рисунке

5.23а, б, соответственно.

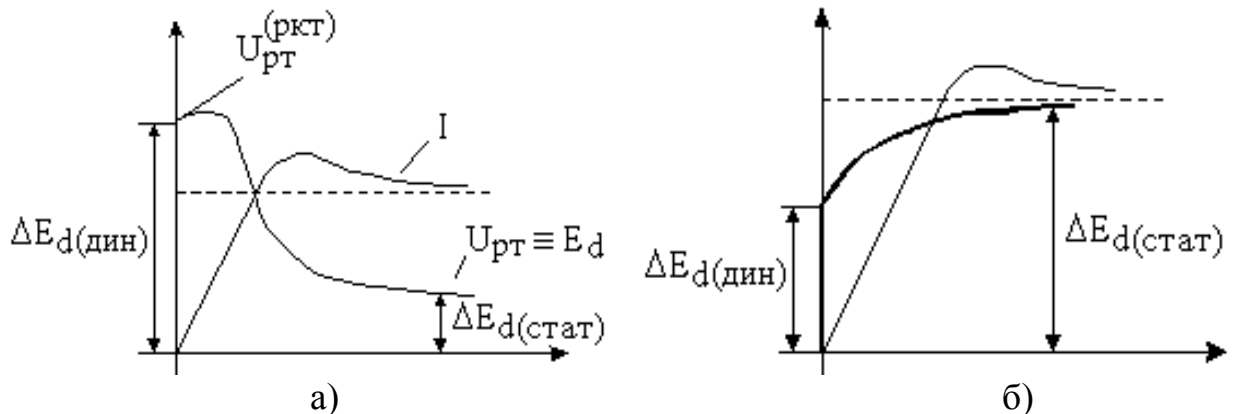


Рисунок 5.23

Обычно результирующий запас ТП по напряжению экономически не целесообразен и практически не реализуется. Это приводит к тому, что в верхней части скоростного диапазона нельзя обеспечить переходный процесс в контуре тока согласно настройке на МО. Или нельзя обеспечить запас на статику.

$$E_{дпред} = k_C E_{dmax} - \Delta E_{dmax};$$

$$k_C = 1; k_C = 0,9.$$

$$E_{dmax} = E_{do} = 2,34E_2;$$

$$U_T = \frac{E_{dmax}}{U_{дн}};$$

$$U_T^{ТЕОР} \cong (1,7 \div 2);$$

$$U_T^{ПРАКТ} \cong (1,2 \div 1,4).$$

### 5.3.1.3 Оценка влияния внутренней обратной связи по ЭДС на процессы в контуре тока

Структурная схема контура тока с учетом влияния внутренней обратной связи по ЭДС представлена на рисунке 5.24.

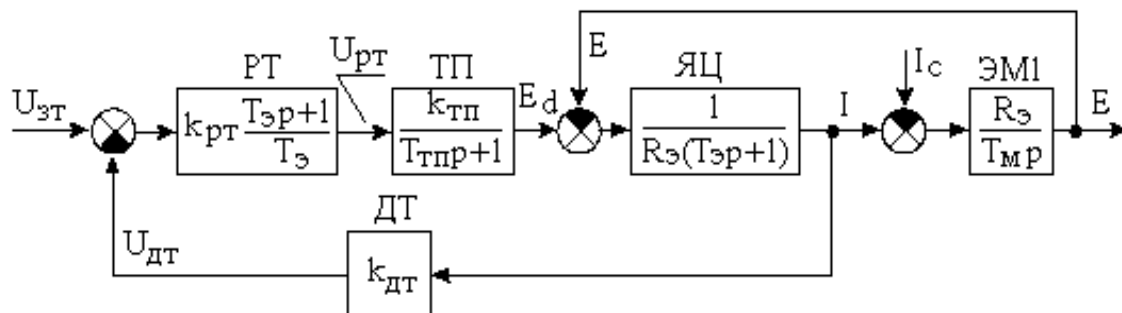


Рисунок 5.24

Передаточная функция звена якорной цепи с учетом влияния внутренней обратной связи по ЭДС

$$W_{\text{яц}}(E)(p) = \frac{1}{1 + \frac{1}{R_{\text{я}}(T_{\text{э}}p+1)} \frac{R_{\text{э}}}{T_{\text{мп}}}} = \frac{1}{R_{\text{э}}} \frac{T_{\text{мп}}}{1 + T_{\text{мп}}p + T_{\text{м}}T_{\text{э}}p^2}.$$

Передаточная функция звена якорной цепи обладает дифференцирующими свойствами, благодаря чему компенсируются интегральные свойства регулятора.

Определим передаточную функцию замкнутого контура тока для данного случая с регулятором, оптимизированным в режиме заторможенного двигателя.

$$W_{\text{кт}}^p(E)(p) = k_{\text{рТ}} \frac{T_{\text{э}}p+1}{T_{\text{э}}p} \frac{k_{\text{тП}}}{T_{\text{тП}}p+1} \frac{T_{\text{мп}}}{R_{\text{э}}(1 + T_{\text{мп}}p + T_{\text{м}}T_{\text{э}}p^2)} k_{\text{дТ}} =$$

$$= \frac{1}{2T_{\text{м}}} \frac{(T_{\text{э}}p+1)T_{\text{мп}}}{(T_{\text{тП}}p+1)(1 + T_{\text{мп}}p + T_{\text{м}}T_{\text{э}}p^2)},$$

где  $k_{\text{рТ}} = \frac{T_{\text{э}}R_{\text{э}}}{2T_{\text{тП}}k_{\text{тП}}k_{\text{дТ}}}.$

$$W_{\text{кт}}^3(E)(p) = \frac{\frac{T_{\text{м}}}{2T_{\text{тП}}k_{\text{дТ}}} \frac{T_{\text{э}}p+1}{(T_{\text{тП}}p+1)(1 + T_{\text{мп}}p + T_{\text{м}}T_{\text{э}}p^2)}}{1 + \frac{T_{\text{м}}}{2T_{\text{тП}}(T_{\text{тП}}p+1)(1 + T_{\text{мп}}p + T_{\text{м}}T_{\text{э}}p^2)}} = \frac{\frac{T_{\text{м}}}{k_{\text{дТ}}}(T_{\text{э}}p+1)}{2T_{\text{тП}}(T_{\text{тП}}p+1)(1 + T_{\text{мп}}p + T_{\text{м}}T_{\text{э}}p^2) + T_{\text{м}}(T_{\text{э}}p+1)}.$$

$$\text{УР: } \lim_{p \rightarrow 0} W_{\text{кт}}^3(E)(p) = \frac{T_{\text{м}}/k_{\text{дТ}}}{2T_{\text{тП}} + T_{\text{м}}} = \frac{1/k_{\text{дТ}}}{1 + \frac{2T_{\text{тП}}}{T_{\text{м}}}}.$$

$$U_{зт} \cdot \frac{1/k_{дт}}{1 + \frac{2T_{\mu}}{T_M}} = I_y; \quad I_y = \frac{I_3}{1 + \frac{2T_{\mu}}{T_M}},$$

где  $I_3$  – заданная величина ток в контуре тока в случае заторможенного ЭП.

Графики переходных процессов контура тока при заторможенном и расторможенном двигателе представлены на рисунке 5.25.

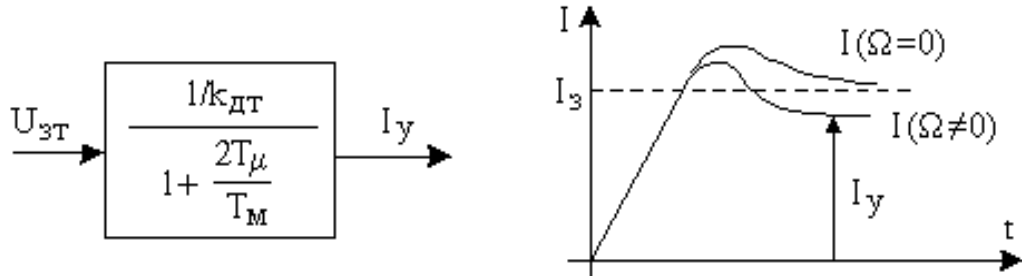


Рисунок 5.25

Контур тока, который с ПИ-регулятором был астатическим при заторможенном роторе, становится статическим в переходном режиме ( $\Delta E \neq 0$ ). Ошибка регулирования тем больше, чем меньше постоянная времени  $T_M$ . Другое следствие влияния ОС по ЭДС это увеличенное перерегулирование. По отношению к новому установившемуся уровню тока перерегулирование увеличивается, но по абсолютной величине остается тем же.

Если ЭП имеет большую  $T_M$ , то за время выхода тока на заданный уровень ЭДС электродвигателя практически не меняется и ее влияние на ток минимально.

В ЭП с высокомоментными ЭД, где  $T_M$  мала, влияние внутренней ОС по ЭДС существенно, что иногда приходится учитывать изменением передаточной функции регулятора.

Если передаточная функция якорной цепи может быть представлена в виде аperiodического звена второго порядка с передаточной функцией

$$W_{яц(Е)}(p) = \frac{1}{R_{\Omega}} \frac{T_M p}{(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)},$$

где  $T_1 + T_2 = T_M$ ;  $T_1 \cdot T_2 = T_M T_{\Omega}$ .

Тогда, оптимизируя контур тока на МО, будем иметь более сложный регулятор

$$W_{рТ(Е)}(p) = k_{рТ} \frac{(T_{из} p + 1)(T_y p + 1)}{T_{из} p^2},$$

где  $T_{из} = T_1$ ;  $T_y = T_2$ ;  $T_1 > T_2$ ;

Это регулятор типа (ПИ)<sup>2</sup>, реализация которого сложна и применяется редко.

### 5.3.2 Оптимизация контура скорости

Объект регулирования содержит аperiodическое звено с малой постоянной времени и интегрирующее звено.

Возможны два варианта оптимизации:

- на МО (контур скорости однократноинтегрирующий);
- на СО (контур скорости двукратноинтегрирующий).

Кратность интегрирования определяется количеством интегральных звеньев во внешнем контуре.

### 5.3.2.1 Однократноинтегрирующая система АЭП

Структурная схема контура скорости представлена на рисунке 5.26.

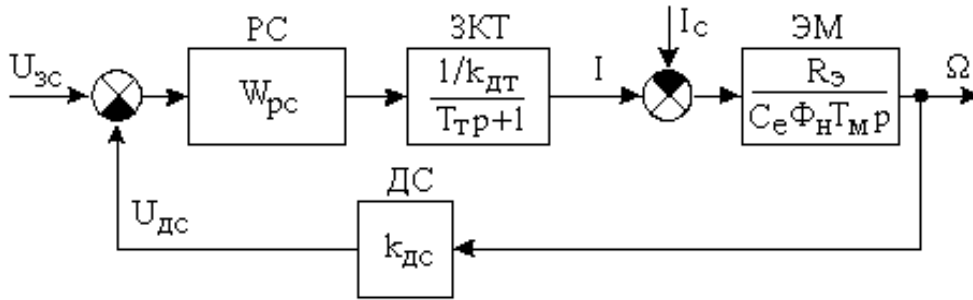


Рисунок 5.26

$$\Delta I_c = 0.$$

$$W_{\text{КС}}^p(p) = W_{\text{РС}}(p) \frac{1/k_{\text{ДТ}}}{T_{\text{T}}p + 1} \frac{R_{\text{Э}}}{C_{\text{е}}\Phi_{\text{н}}T_{\text{м}}p} k_{\text{ДС}} = \frac{1}{2T_{\text{T}}p(T_{\text{T}}p + 1)};$$

$$W_{\text{РС}}(p) = \frac{C_{\text{е}}\Phi_{\text{н}}T_{\text{м}}k_{\text{ДТ}}}{2T_{\text{T}}R_{\text{Э}}k_{\text{ДС}}} = k_{\text{РС}}.$$

С этим П-регулятором система астатична по заданию и статична по возмущению. В целом система статическая.

$$W_{\text{КС}}^{3(\text{МО})}(p) = \frac{W_{\text{ПК}}(p)}{1 + W_{\text{КС}}^p(p)} = \frac{1}{2T_{\text{T}}p(T_{\text{T}}p + 1)k_{\text{ДС}}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{2T_{\text{T}}p(T_{\text{T}}p + 1)}} = \frac{1/k_{\text{ДС}}}{1 + 2T_{\text{T}}p + 2T_{\text{T}}^2p^2} \approx \frac{1/k_{\text{ДС}}}{1 + 2T_{\text{T}}p} = \frac{1/k_{\text{ДС}}}{T_{\text{с}}p + 1},$$

где  $T_{\text{с}} = 2T_{\text{T}}$  – эквивалентная постоянная времени оптимизированного на МО контура скорости.

$$\lim_{p \rightarrow 0} W_{\text{КС}}^{3(\text{МО})}(p) = 1/k_{\text{ДС}}.$$

$$\text{УР: } U_{\text{зс}} 1/k_{\text{ДС}} = \Omega.$$

График переходного процесса контура скорости представлен на рисунке 5.27. Такой характер переходного процесса будет в том случае, если все звенья системы являются линейными (не выходят на ограничение регулятора скорости). С данным регулятором контур скорости является астатическим первого порядка по заданию.

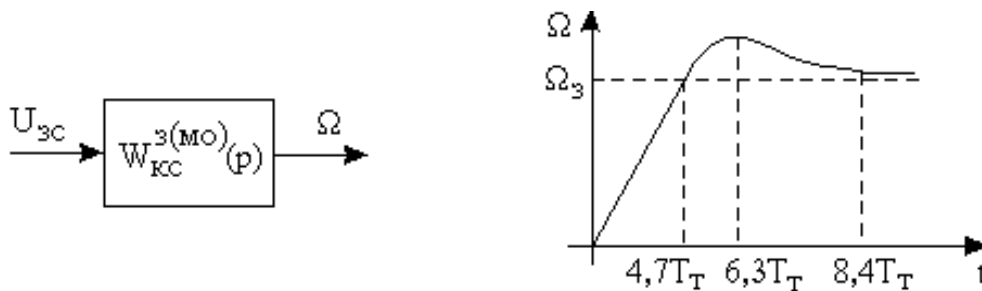


Рисунок 5.27

При подаче линейного сигнала задания появляется ошибка по скорости, т.е. система является статической по заданию. Порядок астатизма равен номеру производной во входном сигнале, при котором контур становится статическим, т.е. появляется ошибка по скорости.

Передаточная функция контура скорости по возмущению

$$W_{\text{КС(ВОЗМ)}}^{3(\text{МО})}(p) = \frac{\Delta\Omega(p)}{\Delta I_c} = - \frac{\frac{R_{\text{э}}}{C_e \Phi_H T_M p}}{1 + \frac{1}{2T_T p(T_T p + 1)}} =$$

$$= - \frac{R_{\text{э}} 2T_T (T_T p + 1)}{(C_e \Phi_H T_M)(1 + 2T_T p + 2T_T^2 p^2)}.$$

$$\lim_{p \rightarrow 0} W_{\text{КС(ВОЗМ)}}^{3(\text{МО})}(p) = - \frac{R_{\text{э}} 2T_T}{C_e \Phi_H T_M};$$

$$\text{УР: } -\Delta I_c \frac{R_{\text{э}} 2T_T}{C_e \Phi_H T_M} = \Delta\Omega^{3(\text{МО})}.$$

По возмущению контур скорости является статическим. Величина ошибки пропорциональна  $I_c$ .

$$\Delta\Omega_y^{3(\text{МО})}(p) = \frac{\Delta I_c R_{\text{э}}}{C_e \Phi_H} \frac{2T_T}{T_M} = -\Delta\Omega_{\text{рс}} \frac{2T_T}{T_M};$$

В некоторых случаях получается  $\frac{2T_T}{T_M} > 1$ .

### 5.3.2.2 Двукратноинтегрирующая система АЭП

Структурная схема контура скорости представлена на рисунке 5.26.  
СО:

$$W_{\text{КС}}^{p(\text{СО})}(p) = W_{\text{рс}}(p) \frac{1/k_{\text{ДТ}}}{T_T p + 1} \frac{R_{\text{э}}}{C_e \Phi_H T_M p} k_{\text{ДС}} = \frac{1}{2T_T p(T_T p + 1)} \frac{4T_T p + 1}{4T_T p};$$

$$W_{\text{рс}}(p) = k_{\text{рс}}^{(\text{СО})} \frac{T_{\text{ИЗ}} p + 1}{T_{\text{ИЗ}} p} = k_{\text{рс}}^{(\text{МО})} \frac{4T_T p + 1}{4T_T p}.$$

Получили ПИ-регулятор, у которого  $k_{\text{рс}}^{(\text{СО})} = k_{\text{рс}}^{(\text{МО})}$ ;  $T_{\text{ИЗ}} = 4T_T$ .

$$W_{\text{рс}}(p) = \frac{C_e \Phi_H T_M k_{\text{ДТ}}}{2T_T R_{\text{э}} k_{\text{ДС}}} \cdot \frac{4T_T p + 1}{4T_T p}.$$

$$W_{\text{КС}}^{3(\text{СО})}(p) = \frac{\frac{1}{2T_T p(T_T p + 1)} \cdot \frac{4T_T p + 1}{4T_T p} \cdot \frac{1}{k_{\text{ДС}}}}{1 + \frac{1}{2T_T p(T_T p + 1)} \cdot \frac{4T_T p + 1}{4T_T p}} = \frac{1}{k_{\text{ДС}}} \cdot \frac{4T_T p + 1}{1 + 4T_T p + 8T_T^2 p^2 + 8T_T^3 p^3}.$$

График переходного процесса контура скорости представлен на рисунке 5.28а. Такой переходный процесс будет только пока все звенья контура линейные (пока регулятор скорости не вышел на ограничение) и это возможно при подаче лишь малых сигналов задания.

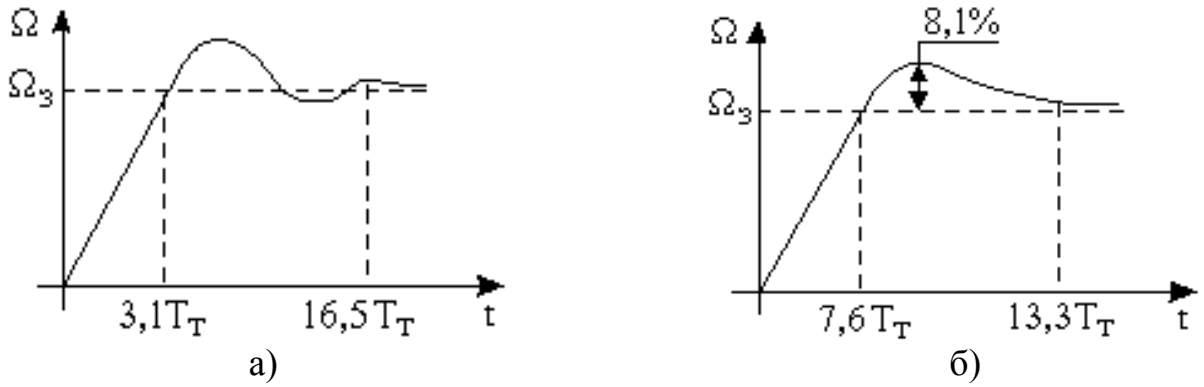


Рисунок 5.28

Такой переходный процесс в системах ЭП нежелателен, поэтому для уменьшения перерегулирования на входе включают фильтр.

$$W_{\text{кc}}^{3(\text{co}+\phi)}(p) = \frac{1/k_{\text{дс}}}{1 + 4T_{\text{T}}p + 8T_{\text{T}}^2p^2 + 8T_{\text{T}}^3p^3} \cong \frac{1/k_{\text{дс}}}{1 + 4T_{\text{T}}p} = \frac{1/k_{\text{дс}}}{T_{\text{C}}^{(\text{co})}p + 1},$$

где  $T_{\text{C}}^{(\text{co})} = 4T_{\text{T}}$  – эквивалентная постоянная времени оптимизированного на СО контура скорости.

$$T_{\text{C}}^{(\text{MO})} = 2T_{\text{T}};$$

$$T_{\text{C}}^{(\text{CO})} = 4T_{\text{T}}.$$

График переходного процесса контура скорости с фильтром на входе представлен на рисунке 5.28б.

Контур скорости, оптимизированный на СО с фильтром на входе имеет быстродействие вдвое меньшее, чем контур, оптимизированный на МО.

Данный контур скорости является по заданию астатическим второго порядка (только при наличии 2-й производной во входном сигнале появляется ошибка). Астатизм достигнут за счет уменьшения быстродействия.

При нелинейно изменяющемся входном сигнале задания на скорость на выходе регулятора будет сигнал, полученный в результате интегрирования и запоминания интегральной части регулятора. При появлении скоростной ошибки сигнал на выходе регулятора скорости будет изменяться, что будет приводить к изменению сигнала задания на ток и соответственно тока, что свидетельствует о переходных процессах в приводе. Скоростная ошибка в этой системе по заданию возможна только в начале и в конце отработки линейно изменяющегося сигнала задания.

Передаточная функция контура скорости по возмущению

$$W_{\text{кc(возм)}}^{3(\text{co})}(p) = - \frac{\frac{R_{\text{э}}}{C_{\text{е}}\Phi_{\text{H}}T_{\text{M}}p}}{1 + \frac{1}{2T_{\text{T}}p(T_{\text{T}}p + 1)} \cdot \frac{4T_{\text{T}}p + 1}{4T_{\text{T}}p}} =$$

$$= - \frac{\frac{R_{\text{э}}}{C_{\text{е}}\Phi_{\text{H}}T_{\text{M}}p} \cdot 2T_{\text{T}}p(T_{\text{T}}p + 1)4T_{\text{T}}p}{2T_{\text{T}}p(T_{\text{T}}p + 1)4T_{\text{T}}p + 4T_{\text{T}}p + 1}.$$

$$\lim_{p \rightarrow 0} W_{\text{кc(возм)}}^{3(\text{co})}(p) = 0;$$

$$УР: U_{зс} 1/k_{дс} = \Omega^{3(с\omega)}.$$

### 5.3.3 Реализация систем с подчиненным регулированием параметров

Для реализации данных систем в конце 60-х гг. была разработана унифицированная блочная система регуляторов (УБСР).

В системе УБСР имеются унифицированные ячейки:

- ОУ;
- ячейки связи (ЯС);
- датчики ДС, ДТ;
- потенциометрические разделители ПР;
- функциональные преобразователи ФП, нелинейные элементы НЭ;
- ИП – источники питания ( $\pm 24В$ ).

В настоящее время система управления компактна и выполняется, как правило, на одной плате с системой управления преобразователем (как в БТУ-3601).

#### 5.3.3.1 Принципиальная (блочная) схема двухконтурной АЭП с подчиненным регулированием параметров

Принципиальная блочная схема однозонного АЭП представлена на рисунке 5.29.

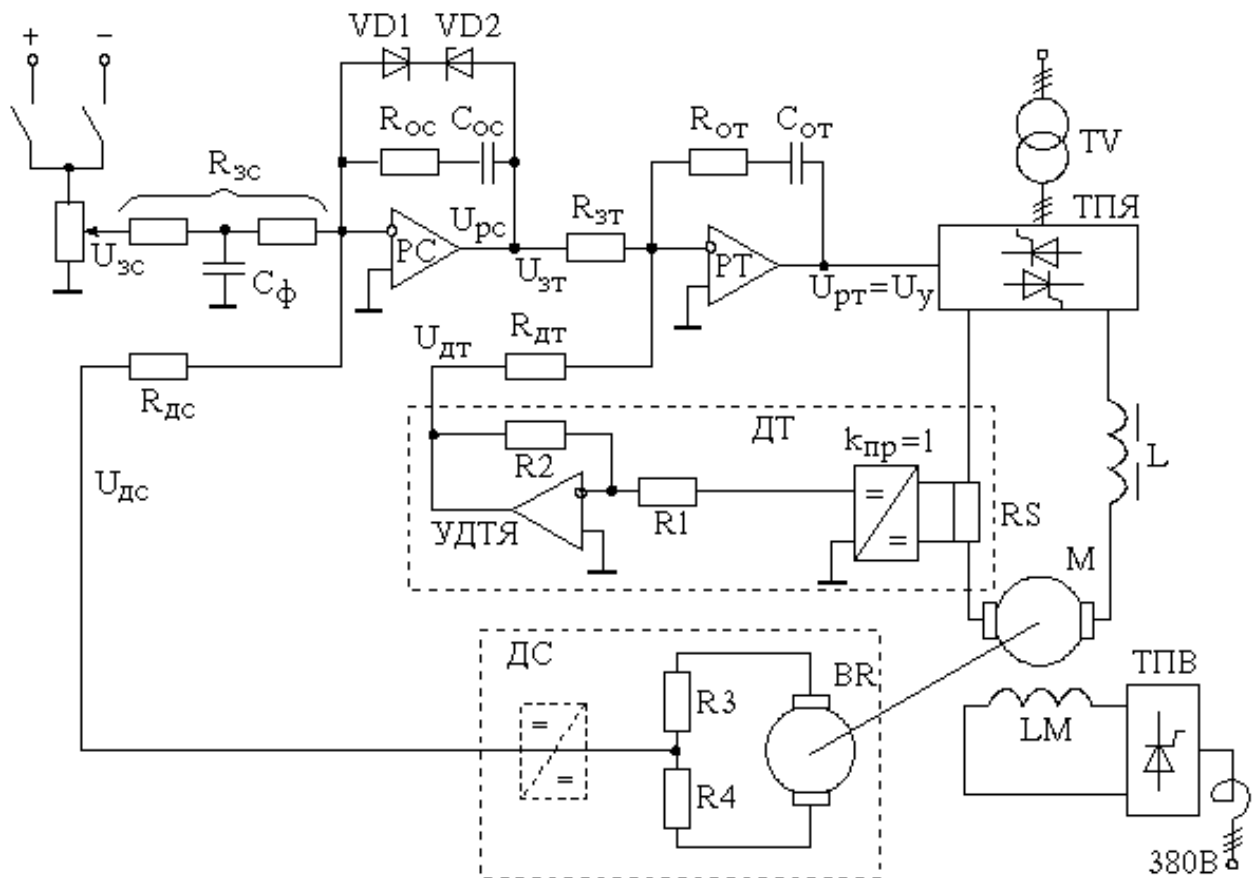


Рисунок 5.29

#### 5.3.3.2 Расчет параметров и решающей цепи контура тока

Решающая цепь регулятора тока представлена на рисунке 5.30.

Передаточная функция регулятора тока

$$W_{рТ}(p) = k_{рТ} \frac{T_{из}p + 1}{T_{из}p},$$

$$\text{где } k_{pT} = \frac{T_{\text{Э}} R_{\text{Э}}}{2T_{\mu} k_{\text{ТП}} k_{\text{ДТ}}};$$

$$T_{\text{ИЗ}} = T_{\text{Э}}; T_{\text{Э}} = R_{\text{ОТ}} \cdot C_{\text{ОТ}};$$

$$k_{pT} = \frac{R_{\text{ОТ}}}{R_{\text{ДТ}}}.$$

$k_{pT}$  определяется из условия устойчивости системы.

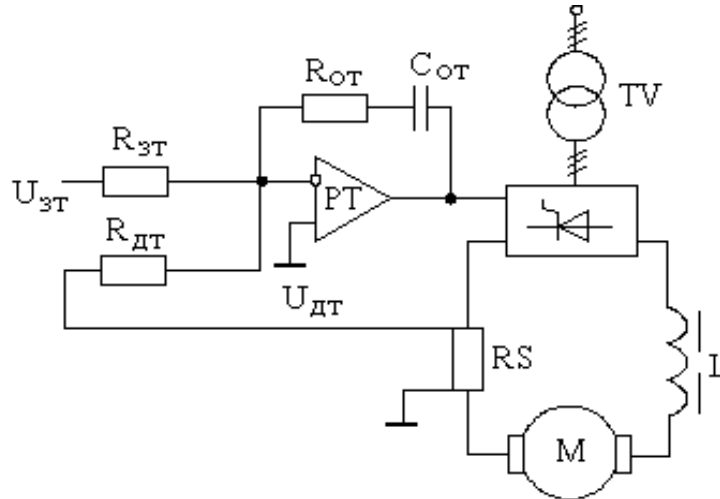


Рисунок 5.30

Последовательность расчета решающих цепей регулятора тока:

1) рассчитываем  $T_{\text{Э}}$ ,  $k_{pT}$ ,  $k_{\text{ДТ}}$ ,  $k_{\text{УДТЯ}}$ ;

2) пусть  $C_{\text{ОТ}} = (0,01 \div 4)$  мкФ;

3) найдем  $R_{\text{ОТ}} = \frac{T_{\text{Э}}}{C_{\text{ОТ}}}$ ;

4) определим  $R_{\text{ДТ}} = \frac{R_{\text{ОТ}}}{k_{pT}}$ ;

5) вычислим  $R_{\text{ЗТ}}$ .

Чтобы в установившемся режиме сигнал РТ не изменялся, нужно, чтобы входной ток не поступал в канал ОС.

$$\frac{U_{\text{ЗТ}}}{R_{\text{ЗТ}}} = \frac{U_{\text{ДТ}}}{R_{\text{ДТ}}} \rightarrow R_{\text{ЗТ}} = \frac{U_{\text{ЗТ}}}{U_{\text{ДТ}}} R_{\text{ДТ}} = \frac{U_{\text{ЗТ}}^{\text{max}}}{U_{\text{ДТ}}^{\text{max}}} R_{\text{ДТ}};$$

а)  $U_{\text{ЗТ}}(\text{max}) = U_{\text{ДТ}}(\text{max}) \rightarrow R_{\text{ЗТ}} = R_{\text{ДТ}}$ ;

6) задаемся  $R_1$ ;

7) получим  $R_2 = R_1 \cdot k_{\text{УДТЯ}}$ .

Численный пример расчета регулятора тока.

Дано:  $P_{\text{H}} = 10$  кВт;

$U_{\text{H}} = 220$  В;

$I_{\text{H}} = 50$  А;

$n_{\text{H}} = 1500$  об/мин;

$T_{\text{Э}} = 0,04$  с;

$T_{\mu} = 0,005$  с;

$T_{\text{M}} = 0,02$  с.



$$k_{pT} = \frac{T_{\text{э}} R_{\text{э}}}{2T_{\mu} k_{\text{ТП}} k_{\text{ДТ}}};$$

$$k_{\text{ТП(М)}} = \frac{\pi E_{\text{до}}}{U_{\text{оп}}} = \frac{3,14 \cdot 270}{10} = 80;$$

$$E_{\text{до}} = 2,34 \cdot E_2(\Phi);$$

$$E_{\text{до}} = 1,35 \cdot E_2(\text{ш}).$$

$$\Delta P_{\text{H}} = U_{\text{H}} \cdot I_{\text{H}} - P_{\text{H}} = 2 \cdot R_{\text{a}} \cdot I_{\text{H}}^2 \rightarrow R_{\text{a}} = \frac{U_{\text{H}} I_{\text{H}} - P_{\text{H}}}{2I_{\text{H}}^2} = \frac{220 \cdot 50 - 10000}{2 \cdot 50^2} = 0,2 \text{ Ом};$$

$$R_{\text{э}} \approx 2 \cdot R_{\text{a}} = 0,4 \text{ Ом}.$$

$$k_{\text{ДТ}} = \frac{U_{\text{ДТ}}}{I_{\text{д}}} = \frac{U_{\text{ДТ(М)}}}{I_{\text{д(М)}}} = \frac{10}{2 \cdot 50} = 0,1.$$

$$I_{\text{д(М)}} = 2 \cdot I_{\text{H}} = 100 \text{ А}.$$

$$1) k_{pT} = \frac{T_{\text{э}} R_{\text{э}}}{2T_{\mu} k_{\text{ТП}} k_{\text{ДТ}}} = \frac{0,04 \cdot 0,4}{2 \cdot 0,005 \cdot 80 \cdot 0,1} = 0,2 < 1 \text{ всегда};$$

$$2) C_{\text{от}} = 0,1 \text{ мкФ};$$

$$3) R_{\text{от}} = \frac{T_{\text{э}}}{C_{\text{от}}} = \frac{0,04}{0,1 \cdot 10^{-6}} = 400 \text{ К много} \Rightarrow C_{\text{от}} = 1 \text{ мкФ}; R_{\text{от}} = 40 \text{ К};$$

$$4) R_{\text{ДТ}} = \frac{R_{\text{от}}}{k_{pT}} = \frac{40 \cdot 10^3}{0,2} = 200 \text{ К}; \quad 5 \text{ К} \leq R \leq 500 \text{ К};$$

$$5) U_{3T(\text{max})} = U_{\text{ДТ}(\text{max})} = 10 \text{ В} \Rightarrow R_{3T} = R_{\text{ДТ}} = 200 \text{ К};$$

$$U_{3T(\text{max})} = 5 \text{ В}; U_{\text{ДТ}(\text{max})} = 10 \text{ В} \Rightarrow R_{3T} = \frac{U_{3T(\text{М})}}{U_{\text{ДТ}(\text{М})}} \cdot R_{\text{ДТ}} = \frac{5}{10} \cdot 200 = 100 \text{ К};$$

$$k_{\text{удтЯ}} = \frac{k_{\text{ДТ}}}{k_{\text{ш}}} = \frac{0,1}{1,5 \cdot 10^{-3}} = 66,6;$$

$$k_{\text{ДТ}} = k_{\text{ш}} k_{\text{пР}} k_{\text{удтЯ}} = 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 66,6 = 0,09;$$

$$k_{\text{ш}} = \frac{U_{\text{нш}}}{I_{\text{нш}}} = \frac{75 \cdot 10^{-3}}{50} = 1,5 \cdot 10^{-3};$$

$$6) R_1 = 5 \text{ К};$$

$$7) R_2 = R_1 \cdot k_{\text{удтЯ}} = 5 \cdot 66,6 = 330 \text{ К}.$$

$$\text{УР: а) } U_{3T(\text{max})} = U_{\text{ДТ}(\text{max})}; \quad R_{3T} = R_{\text{ДТ}}; \quad W_{3\text{КТ}} = \frac{1}{k_{\text{ДТ}}};$$

$$\text{б) } U_{3T(\text{max})} \neq U_{\text{ДТ}(\text{max})}; \quad R_{3T} \neq R_{\text{ДТ}}; \quad W_{3\text{КТ}} = \frac{1}{k_{\text{ДТ}}} \cdot \frac{R_{\text{ДТ}}}{R_{3T}}.$$

Передаточная функция замкнутого контура тока по заданию

$$W_{\text{КТ(З)}}^3(p) = \frac{1}{R_{3T}} \frac{k_{\text{ДТ}}}{T_{\text{Т}} p + 1}.$$

### 5.3.3.3 Расчет параметров и решающей цепи контура скорости

Решающая цепь регулятора скорости представлена на рисунке 5.31.

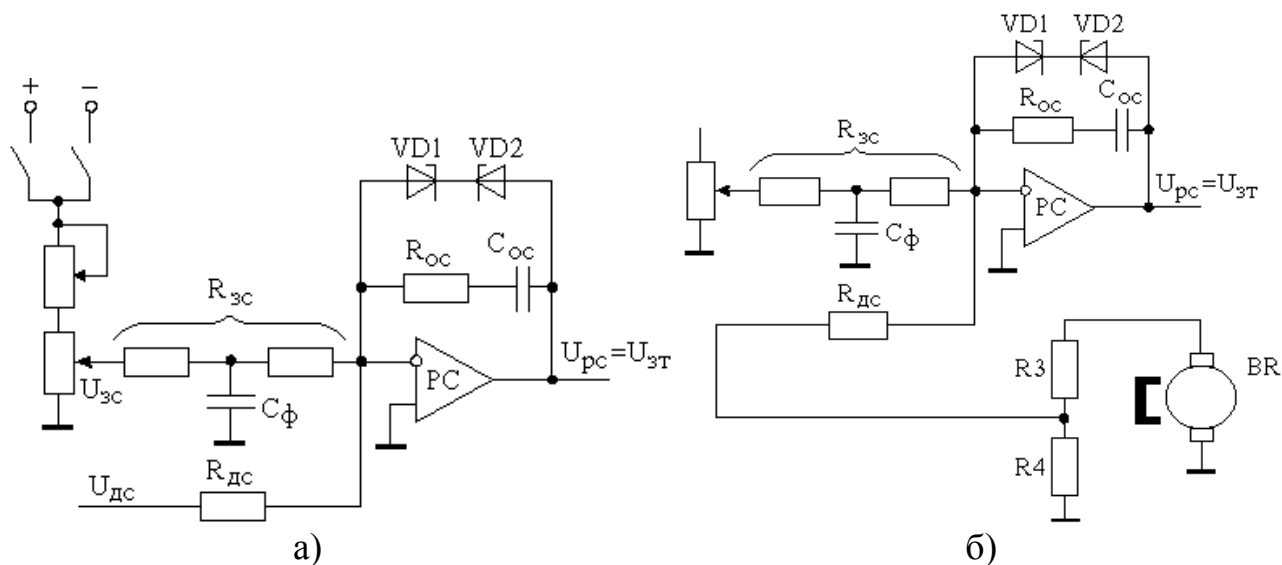


Рисунок 5.31

Передаточная функция регулятора тока

$$W_{pc}(p) = k_{pc} \frac{T_{из}p + 1}{T_{из}p};$$

$$k_{pc} = \frac{C_e \Phi_n I_n T_M k_{дт}}{2T_T R_\theta k_{дс}},$$

где  $k_{дт} = k_{дт}$  при  $R_{зт} = R_{дт}$ ;

$$k_{дт} = k_{дт} \cdot \frac{R_{дт}}{R_{зт}} \text{ при } R_{зт} \neq R_{дт}.$$

$$T_{из} = 4T_T.$$

Таким образом, коэффициент регулятора скорости

$$k_{pc} = \frac{C_e \Phi_n T_M k_{дт}}{2T_T R_\theta k_{дс}} \rightarrow (R_{зт} = R_{дт});$$

$$k_{pc} = \frac{C_e \Phi_n T_M k_{дт} \frac{R_{дт}}{R_{зт}}}{2T_T R_\theta k_{дс}} \rightarrow (R_{зт} \neq R_{дт});$$

Последовательность расчета решающих цепей регулятора скорости:

- 1) находим  $k_{рт}$ ,  $T_{из}$ ;
- 2) задаемся  $C_{ос}$ ;
- 3) находим  $R_{ос}$ ;
- 4) определяем  $R_{дс}$ ;
- 5) вычисляем  $R_{зт}$ ;
- 6) получим  $C_{ф}$ ;
- 7) рассчитываем  $R_3$ ,  $R_4$ ;
- 8) выбираем  $VD1$ ,  $VD2$ .

Численный пример расчета регулятора скорости.

$$T_{из} = 4T_T = 4 \cdot 0,01 = 0,04; \quad T_T = 0,01.$$

$$C_e \Phi_H = \frac{E_H}{\Omega_H} = \frac{U_H - I_H R_a}{\Omega_H} = \frac{220 - 50 \cdot 0,2}{157} = 1,4,$$

где  $\Omega_H = \frac{\pi n_H}{30} = 157 \text{ с}^{-1}$ ;

$$n_{HT} = 1500 \text{ об/мин};$$

$$U_{HT} = 220 \text{ В}.$$

$$k_{дс} = \frac{U_{дс}}{\Omega} = \frac{U_{дс(\max)}}{\Omega_{0дв}} = \frac{10}{165} = 0,06;$$

$$\Omega_0 = \frac{U_H}{C_e \Phi_H} = \frac{220}{1,4} = 165 \text{ с}^{-1}.$$

$$R_H = \frac{U_H}{I_H} = \frac{220}{50};$$

$$R_a = 0,2 \text{ Ом};$$

$$r_a = \frac{R_a}{R_H} = \frac{0,2}{4,4} = 0,045 \rightarrow 4,5\%.$$

$$1) k_{рс} = \frac{1,4 \cdot 0,02 \cdot 0,1}{2 \cdot 0,01 \cdot 0,06 \cdot 0,4} = 5,8;$$

$$2) C_{ос} = 0,1 \text{ мкФ};$$

$$3) R_{ос} = \frac{T_{из}}{C_{ос}} = \frac{4T_T}{C_{ос}} = \frac{4 \cdot 0,01}{0,1 \cdot 10^{-6}} = 400 \text{ К};$$

$$4) R_{дс} = \frac{R_{ос}}{k_{рс}} = \frac{400}{5,8} = 70 \text{ К};$$

$$5) R_{зс} = \frac{U_{зс(\max)}}{U_{дс(\max)}} R_{дс};$$

при  $U_{зс(\max)} = U_{дс(\max)}$   $R_{зс} = R_{дс} = 70 \text{ К};$

при  $U_{зс(\max)} \neq U_{дс(\max)}$   $R_{зс} = \frac{U_{зс(\max)}}{U_{дс(\max)}} R_{дс}.$

$$6) C_\phi = ?$$

$$T_\phi = \frac{R_{зс} C_\phi}{4} = 4T_T;$$

$$C_\phi = \frac{16T_T}{R_{зс}} = \frac{16 \cdot 0,01}{70 \cdot 10^3} = 2,3 \text{ мкФ};$$

$$R'_{зс} = R''_{зс} = \frac{R_{зс}}{2} \text{ (см. рисунок 5.32).}$$

$$7) R_4 \ll R_{дс}; \text{ принимаем } R_4 = 1 \text{ К}.$$

$$k_{дс} = k_{ТГ} \cdot k_{дел};$$

$$k_{дел} = \frac{k_{дс}}{k_{ТГ}} = \frac{0,06}{1,4} = 0,04;$$

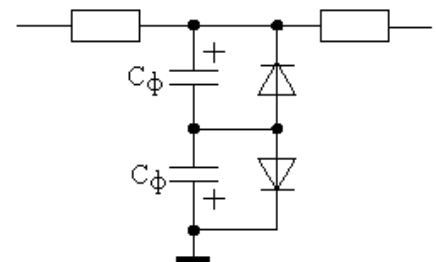


Рисунок 5.32

$$k_{\text{ТГ}} = \frac{U_{\text{ТГ}}}{\Omega_{\text{ТГ}}} = \frac{U_{\text{ТГ(Н)}}}{\Omega_{\text{ТГ(Н)}}} = \frac{220}{157} = 1,4\text{В} \cdot \text{с};$$

$$k_{\text{дел}} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \Rightarrow R_3 = \frac{R_4(1 - k_{\text{дел}})}{k_{\text{дел}}} = \frac{10^3(1 - 0,04)}{0,04} = 24\text{К};$$

$$8) U_{\text{VD1,VD2}} = ?$$

$$U_{\text{ЗТ(max)}} = U_{\text{рс(max)}} = U_{\text{VD1,2}} + \Delta U_{\text{VD1,2}};$$

$$U_{\text{VD1,2}} = U_{\text{ЗТ(м)}} - \Delta U_{\text{VD1,2}} = 10 - 1 = 9\text{В}.$$

Передаточная функция контура скорости, настроенного на симметричный оптимум с фильтром на входе

$$W_{\text{КС}}^{3(\text{со}+\phi)}(p) \cong \frac{1/k_{\text{дс}}}{T_{\text{с}}p + 1},$$

$$\text{где } T_{\text{с}}^{\text{со}+\phi} = 4T_{\text{Т}}.$$

$$T_{\text{с}}^{(\text{мо})} = 2T_{\text{Т}}.$$

$$\text{УР: } \lim_{p \rightarrow 0} W_{\text{КС}}^3(p) = \frac{1}{k_{\text{дс}}}.$$

#### 5.3.3.4 Построение скоростных характеристик

$$U_{\text{Зс}(0)} \Big|_{\Omega = \Omega_0} = \Omega_0 k_{\text{дс}} = 165 \cdot 0,06 = 10;$$

$$U_{\text{Зс}(1)} \Big|_{\Omega_{\text{ХХ}} = \Omega_1} = \Omega_1 k_{\text{дс}}.$$

$$\Omega_i = \frac{U_{\text{Зс}(i)}}{k_{\text{дс}}}.$$

$$k_{\text{рс}} = \frac{C_{\text{е}} \Phi_{\text{н}} T_{\text{м}} k_{\text{дт}}}{2T_{\text{Т}} R_{\text{э}} k_{\text{дс}}} = \frac{1,34 \cdot 0,02 \cdot 0,1}{2 \cdot 0,01 \cdot 0,4 \cdot 1,4} = 0,24;$$

$$k_{\text{дс}} = k_{\text{ТГ}} = 1,4;$$

$$C_{\text{ос}} = 0,4 \text{ мкФ};$$

$$R_{\text{ос}} = \frac{4T_{\text{Т}}}{C_{\text{ос}}} = \frac{4 \cdot 0,01}{0,4} = 100\text{К};$$

$$R_{\text{дс}} = \frac{R_{\text{ос}}}{k_{\text{рс}}} = \frac{100}{0,24} = 400\text{К};$$

$$R_{\text{Зс}} = \frac{U_{\text{Зс(max)}}}{U_{\text{дс(max)}}} R_{\text{дс}} = \frac{10}{231} 400 = 17\text{К};$$

$$U_{\text{дс(max)}} = k_{\text{дс}} \cdot \Omega_0 = 1,4 \cdot 165 = 231.$$

В соответствии с рисунком 5.33, передаточная функция замкнутого контура скорости

$$W_{\text{КС}}^3(p) = \frac{R_{\text{дс}}}{R_{\text{Зс}}} \frac{1}{T_{\text{с}}p + 1};$$

$$\text{УР: } \lim_{p \rightarrow 0} W_{\text{КС}}^3(p) = \frac{R_{\text{дс}}}{R_{\text{зс}}} \frac{1}{k_{\text{дс}}}.$$

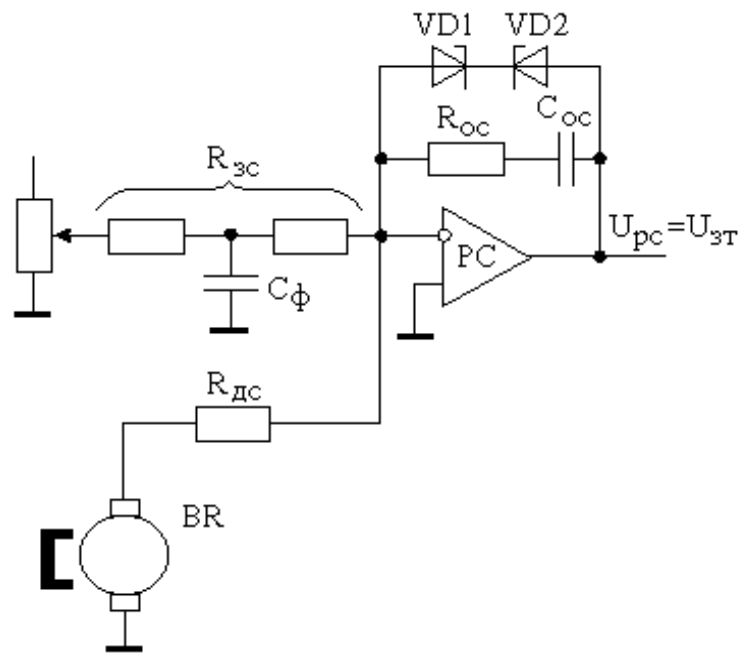


Рисунок 5.33

### 5.3.3.5 Осциллограммы сигналов при пуске, торможении, реверсе

Осциллограммы сигналов при пуске, реверсе, торможении представлены на рисунке 5.34.

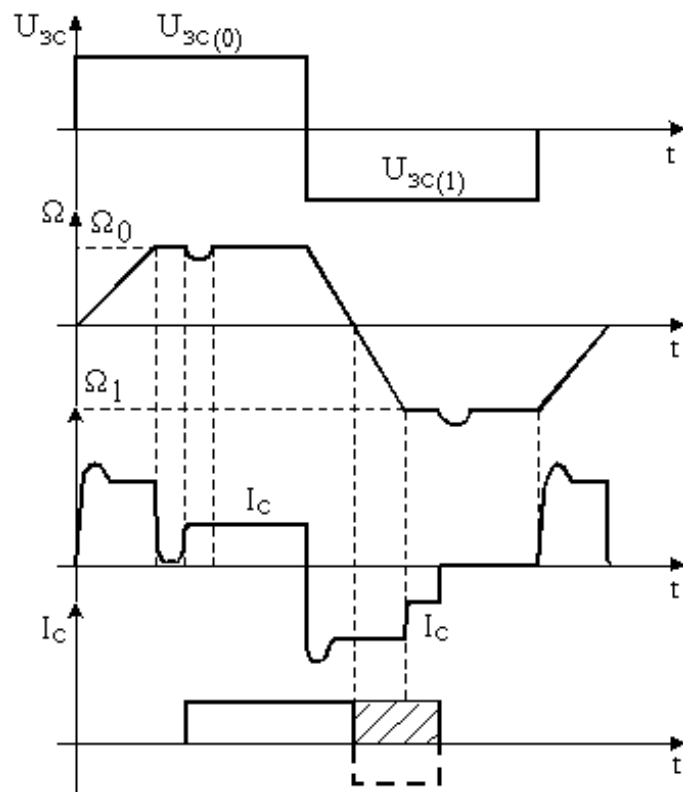


Рисунок 5.34

Функциональная схема системы ЭП с подчиненным регулированием параметров представлена на рисунке 5.35.

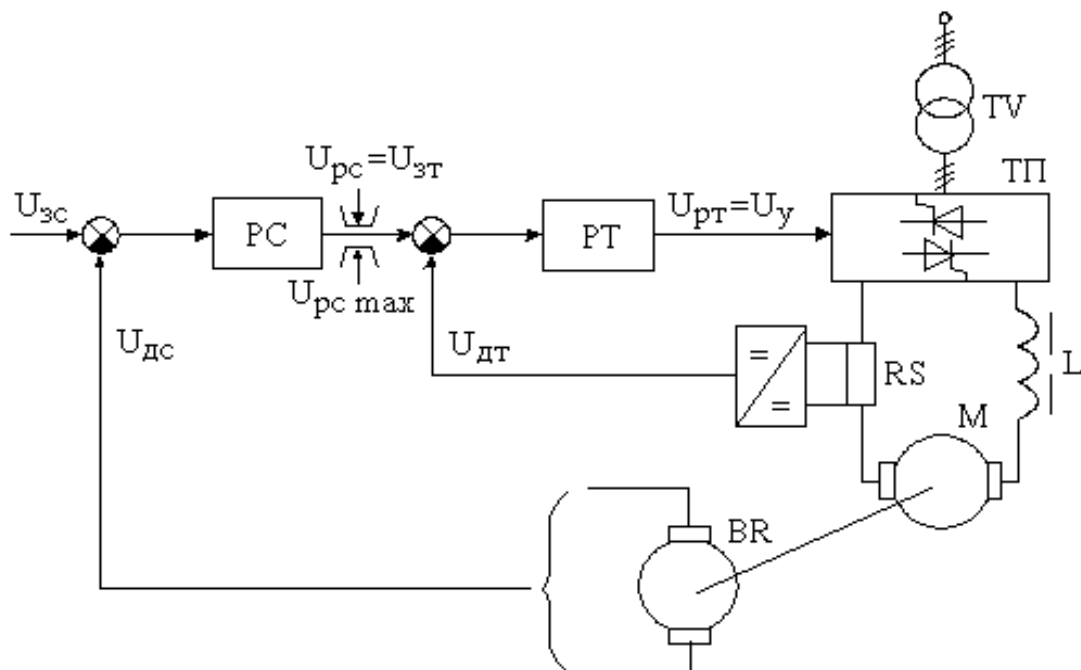


Рисунок 5.35

### 5.3.4 Построение систем АЭП с заданным статизмом

Фрагмент решающей цепи системы с заданным статизмом представлен на рисунке 5.36.

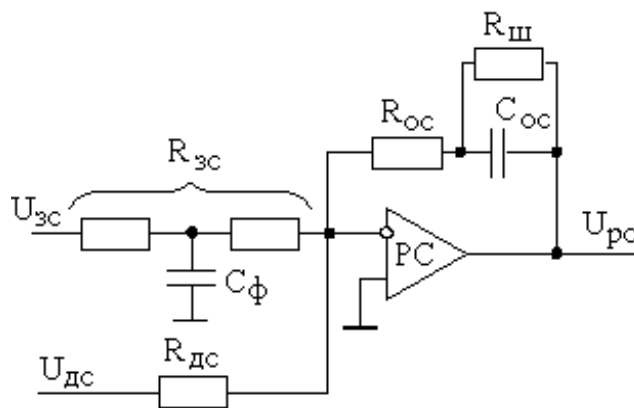


Рисунок 5.36

$R_{ш} = 0 \rightarrow$  PC П-типа

$$\Delta\Omega^{зс(мо)} = \frac{2T_T}{T_M} \Delta\Omega^{pc};$$

$R_{ш} = \infty$  PC ПИ-типа

$$\Delta\Omega^{зс(сo)} = 0;$$

$$\Delta\Omega^{зс(сo+R_{ш})} = \frac{2T_T}{T_T} \cdot \frac{\Delta I_c R_\theta}{C_e \Phi_H} \cdot \frac{R_{oc}}{R_{oc} + R_{ш}}.$$

### 5.3.5 Применение задатчика интенсивности на входе контура скорости

Без задатчика интенсивности динамический ток двигателя, определяющий темп изменения скорости зависит от величины статической нагрузки и режима работы привода (пуск, торможение).

Пуск:  $I_{\text{дин}} = I_{\text{max}} - I_{\text{с}}$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{\text{max}} = 2I_{\text{н}}, I_{\text{с}} = 0 \rightarrow I_{\text{дин}} = 2I_{\text{н}} \\ I_{\text{max}} = 2I_{\text{н}}, I_{\text{с}} = I_{\text{н}} - I_{\text{доп}} = I_{\text{н}} \end{array} \right\}$$

Торможение:  $I_{\text{дин}} = -(I_{\text{max}} + I_{\text{с}})$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{\text{дин}} = -2I_{\text{н}} \\ I_{\text{дин}} = -3I_{\text{н}} \end{array} \right\}$$

Для ограничения темпа изменения скорости, что требуется для ряда механизмов, на входе контура скорости (см. рисунок 5.37) устанавливается задатчик интенсивности (ЗИ), который определяет и задает величину динамического тока, поэтому его называют задатчиком динамического тока.

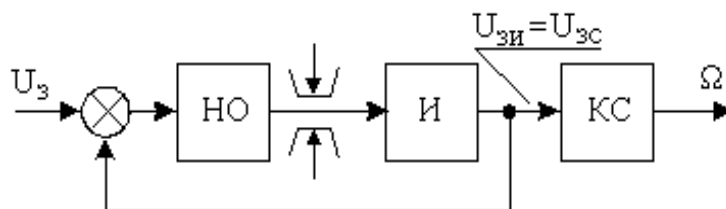


Рисунок 5.37

На рисунке 5.37 принято обозначение – НО – нуль-орган. Изменение интенсивности задатчика осуществляется уровнем ограничения НО и постоянной времени интегратора.

Диаграммы сигналов с ЗИ представлены на рисунке 5.38.

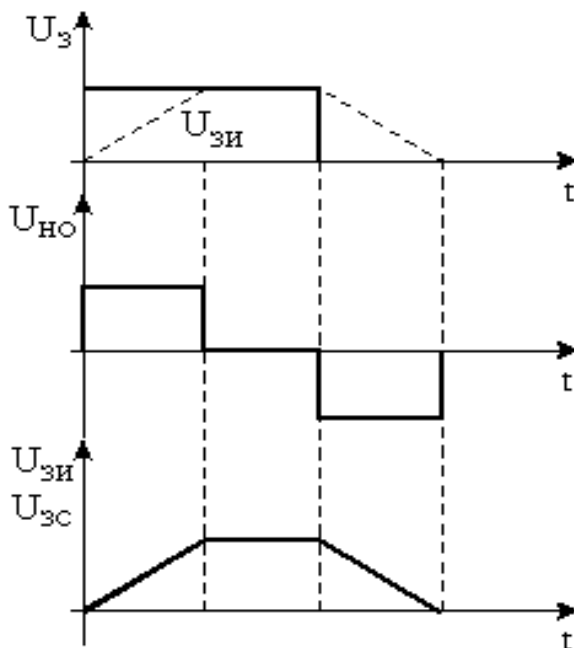


Рисунок 5.38

Задатчик интенсивности устанавливает величину динамического тока, поэтому полный ток двигателя определяется величиной нагрузки и режимом работы привода.

$$I_{\text{дин}} = (0,5 \div 0,7)I_{\text{н}}$$

$$\text{Пуск: } I = I_{\text{дин}} + I_{\text{с}} \begin{cases} I_{\text{дин}} = 0,5 \cdot I_{\text{н}}; \\ 1,5 \cdot I_{\text{н}}. \end{cases};$$

Ток двигателя при всех возможных нагрузках не выходит на уровень максимального.

Если темп ЗИ большой ( $I_{\text{дин}} > I_{\text{н}}$ ), то при номинальной нагрузке привода этот темп обрабатываться не будет. РС выйдет на ограничение, задавая максимальный ток.

$$\text{Торможение: } I = I_{\text{дин}} + I_{\text{с}} \begin{cases} I = -I_{\text{дин}} = 0,5 \cdot I_{\text{н}}; \\ I = 0,5 \cdot I_{\text{н}}. \end{cases}$$

### 5.3.5.1 Осциллограммы сигналов при пуске, торможении, реверсе с задатчиком интенсивности на входе регулятора скорости

Осциллограммы сигналов однократно-интегрирующей системе АЭП при работе от задатчика интенсивности представлены на рисунке 5.39.

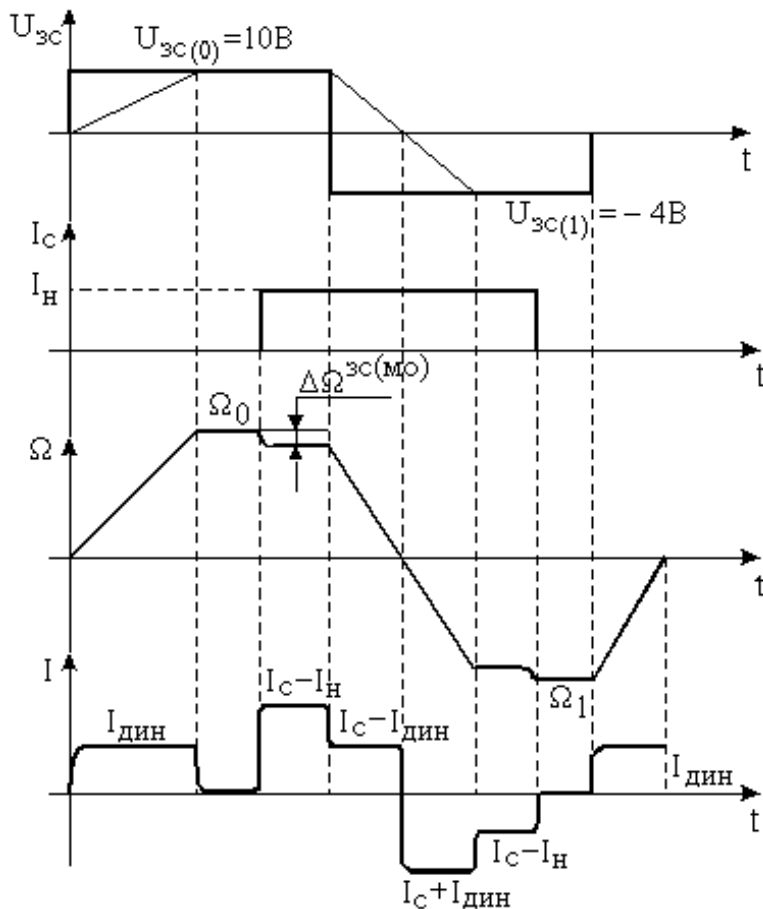


Рисунок 5.39

$$I_{\text{дин}} = 0,5 \cdot I_{\text{н}}; \quad I_{\text{с}} = I_{\text{н}};$$

$$\Delta \Omega^{\text{zc(мо)}} = \frac{2\pi}{T_{\text{м}}} \cdot \frac{I_{\text{н}} R_{\text{э}}}{C_{\text{е}} \Phi_{\text{н}}}.$$

На этапе торможения со статической нагрузкой на валу ток двигателя может не изменить своего знака и остаться того же направления.

$$|I_{\text{с}}| > |I_{\text{дин}}|.$$

Ток остается в двигательном режиме, тем самым удерживая излишне большой темп торможения, вызванный излишком нагрузки на валу.



### 5.3.5.2 Особенность работы привода с П- и ПИ-регуляторами скорости при наличии датчика интенсивности на входе

С П-регулятором скорости система является астатической по заданию первого порядка (см. рисунок 5.40а). В переходных режимах существует ошибка регулирования по заданию, которая становится равна нулю только в установившемся режиме.

С ПИ-регулятором скорости система является астатической по заданию второго порядка (см. рисунок 5.40б). Рассогласование между задающим сигналом и сигналом датчика скорости имеет место в начале и в конце линейно изменяющихся задающих сигналов, необходимых для заряда и разряда  $C_{ос}$ . В установившемся режиме разгона рассогласования нет.

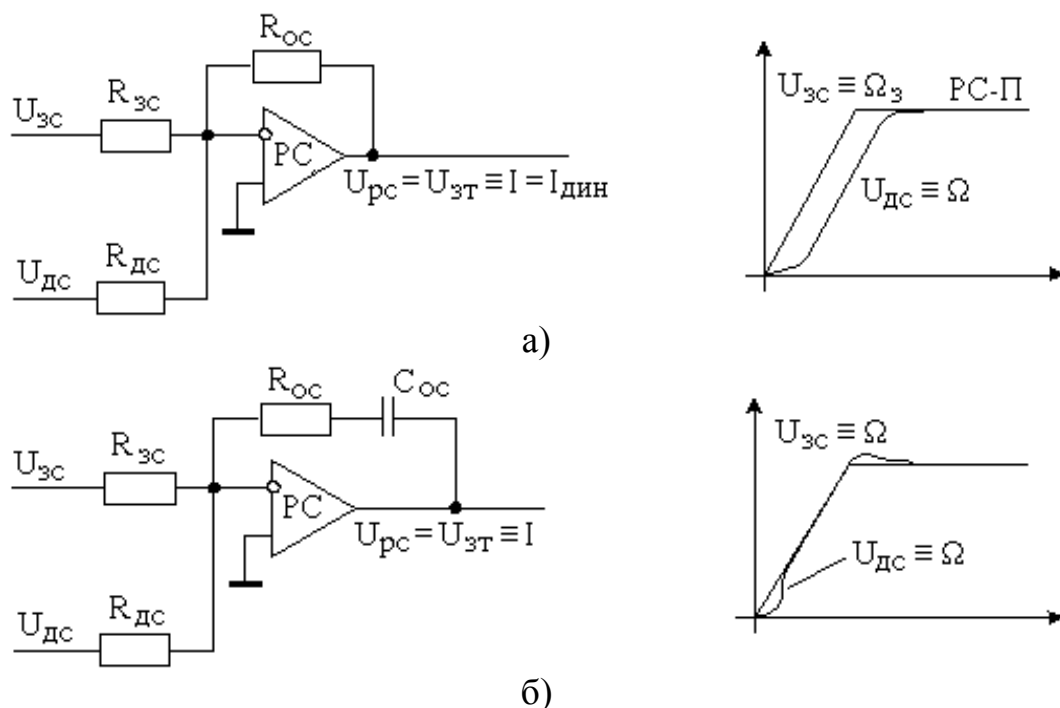


Рисунок 5.40

## 5.4 Однозонный ЭП с обратной связью по ЭДС

Обратную связь по ЭДС применяют в тех случаях, когда ЭП однозонный ( $E \equiv \Omega$ ) и требования к поддержанию скорости не высоки.

Контур тока в расчете аналогичен системам с обратной связью по скорости. Структурная схема системы ЭП с отрицательной обратной связью по ЭДС представлена на рисунке 5.41, где принято обозначение:  $T'_{яц}$  – постоянная времени того участка ЯЦ двигателя, к которому подключается датчик напряжения.

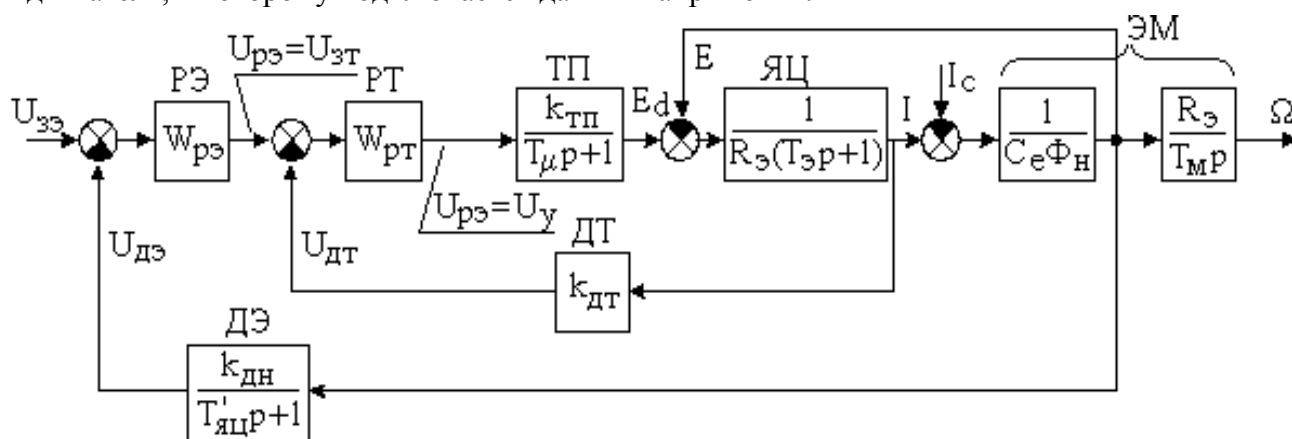


Рисунок 5.41

### 5.4.1 Оптимизация контура ЭДС

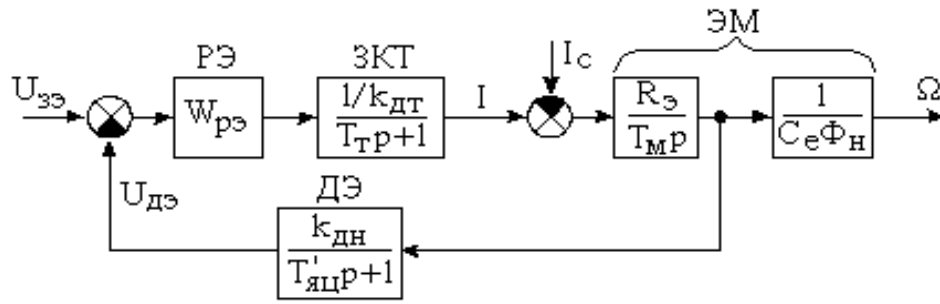


Рисунок 5.42

В соответствии с рисунком 5.42, в состав контура ЭДС входят регулятор ЭДС, ЗКТ, датчик ЭДС, интегрирующее звено.

$$\frac{1}{T_т p + 1} \cdot \frac{1}{T'_{яц} p + 1} = \frac{1}{T_т T'_{яц} p^2 + (T_т + T'_{яц}) p + 1} \approx \frac{1}{(T_т + T'_{яц}) p + 1} = \frac{1}{T_{\mu\text{э}} p + 1},$$

где  $T_{\mu\text{э}} = T_т + T'_{яц}$  – малая постоянная времени контура ЭДС.

$$\text{МО: } W_{к\text{э}}^p(p) = W_{р\text{э}} \cdot \frac{\frac{1}{k_{\text{дт}}} k_{\text{дн}}}{T_{\mu\text{э}} p + 1} \cdot \frac{R_{\text{э}}}{T_{\text{м}} p} = \frac{1}{2T_{\mu\text{э}} p (T_{\mu\text{э}} p + 1)};$$

$$W_{р\text{э}} = \frac{T_{\text{м}} k_{\text{дт}}}{2T_{\mu\text{э}} R_{\text{э}} k_{\text{дн}}} = k_{р\text{э}}.$$

С П-регулятором замкнутый контур ЭДС является по заданию астатическим первого порядка, а по возмущению статическим.

$$W_{к\text{э}}^3 = \frac{W_{\text{пк}}}{1 + W_{к\text{э}}^p} = \frac{\frac{T'_{яц} p + 1}{2T_{\mu\text{э}} p (T_{\mu\text{э}} p + 1) k_{\text{дн}}}}{1 + \frac{1}{2T_{\mu\text{э}} p (T_{\mu\text{э}} p + 1)}} = \frac{\frac{1}{k_{\text{дн}}} (T'_{яц} p + 1)}{2T_{\mu\text{э}}^2 p^2 + 2T_{\mu\text{э}} p + 1}.$$

Наличие фильтра в канале датчика ЭДС приводит к повышенному перерегулированию ЭДС двигателя. Настройка контура на МО была проведена по отношению к сигналу датчика ЭДС. Для приведения перерегулирования к норме на входе контура необходимо поставить фильтр с той же постоянной времени, что и у датчика ЭДС.

Тогда передаточная функция замкнутого контура ЭДС будет иметь вид

$$W_{к\text{э}}^3(p) \approx \frac{1}{2T_{\mu\text{э}} p + 1} \cdot \frac{k_{\text{дн}}}{k_{\text{дн}}}.$$

$$W_{кэ}^3(p) = \frac{\Omega(p)}{U_{зэ}} = \frac{1}{C_e \Phi_H k_{дн}} \frac{1}{2T_{\muэ}^2 p^2 + T_{\muэ} p + 1};$$

$$\text{УР: } \lim_{p \rightarrow 0} W_{кэ}^3(p) = \frac{1}{C_e \Phi_H k_{дн}}.$$

$$\Delta\Omega^{3(E)} = \Delta\Omega^p \frac{2T_{\muэ}}{T_M};$$

$$\Delta\Omega^{3(\Omega, \text{мо})} = \Delta\Omega^p \frac{2T_T}{T_M};$$

$$\Delta\Omega^{3(\Omega, \text{со})} = 0;$$

$$\Delta\Omega^{3(E, \text{мо})} = \Delta\Omega^p \frac{2(T_T + T'_{яц})}{T_M}.$$

Жесткость скоростных характеристик при больших  $T'_{яц}$  может быть хуже, чем в разомкнутой системе. Поэтому при подключении датчика напряжения подбирают такие точки съема сигнала, чтобы  $T'_{яц}$  была минимальной.

#### 5.4.2 Принципиальная (блочная) схема с обратной связью по ЭДС и датчиком напряжения

Принципиальная (блочная) схема с ОС по ЭДС с датчиком напряжения представлена на рисунке 5.43. В этой схеме сигнал датчика ЭДС получается в результате алгебраического суммирования сигналов поступающих от ДН и ДТ. Этот сигнал измерить нельзя.

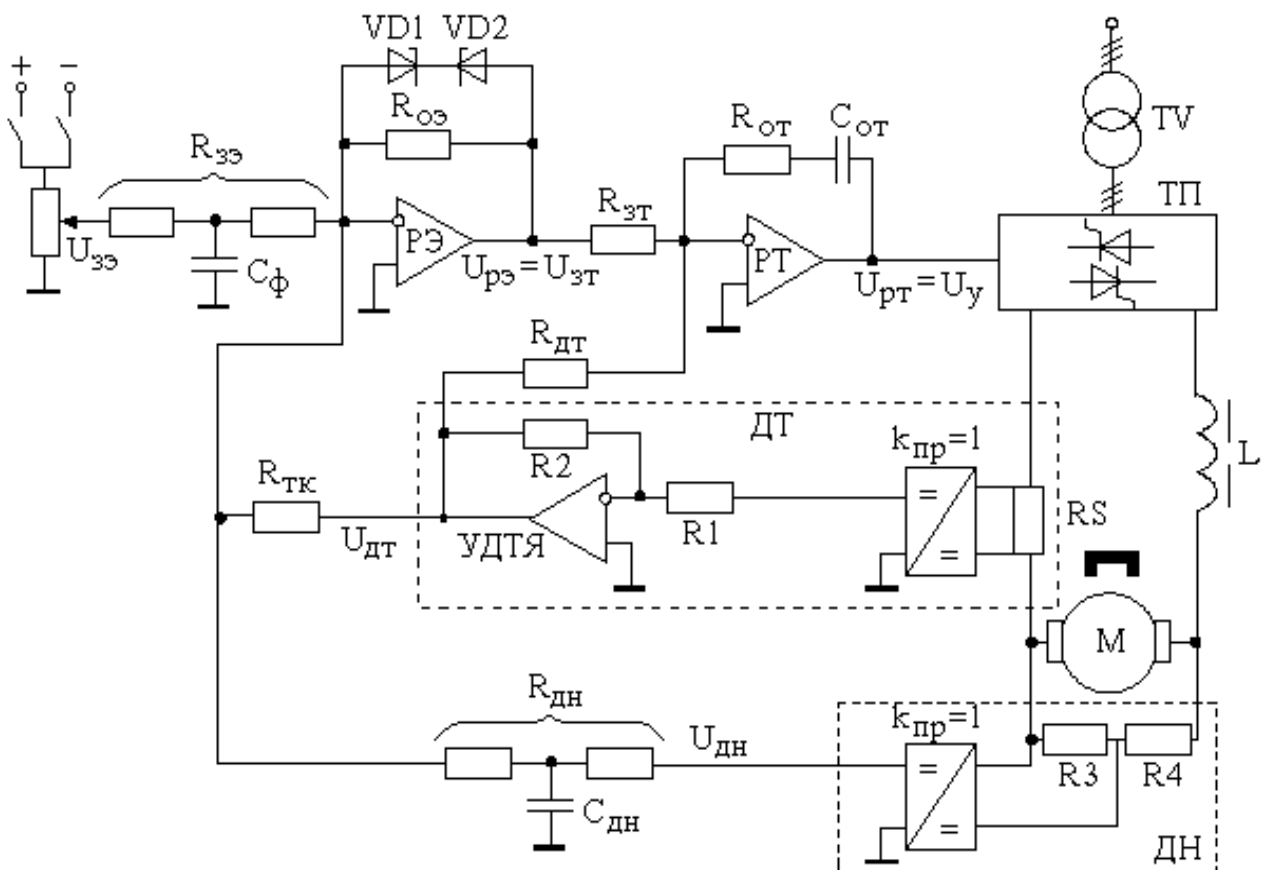


Рисунок 5.43

### 5.4.3 Расчет параметров и решающей цепи контура ЭДС

Порядок расчета элементов принципиальной схемы:

1) принимаем  $k_{дн} \rightarrow$  находим  $k_{рэ}$

$$k_{рэ} = \frac{T_M k_{дт} \frac{R_{зт}}{R_{дт}}}{2(T_T + T'_{яц}) R_{э} k_{дн}};$$

2) задаемся  $C_{дн}$ ;

$$3) \text{ определяем } R_{дн} = \frac{4T'_{яц}}{C_{дн}}; R'_{дн} = R''_{дн} = \frac{R_{дн}}{2};$$

4) рассчитываем  $R_{оэ} = k_{рэ} \cdot R_{дн}$ ;

$$5) \text{ находим } R_{зэ} = \frac{U_{зэ(\max)}}{U_{дн(\max)}} R_{дн};$$

$$6) \text{ ищем } C_{ф} = \frac{4T'_{яц}}{R_{зэ}};$$

7) вычисляем резистор токовой компенсации –  $R_{тк} = \frac{R_{дн} k_{дт}}{R'_{яц} k_{дн}}$  из режима

стопорения двигателя  $\Omega = 0 \rightarrow E = 0 \rightarrow U_{дэ} = 0$ .

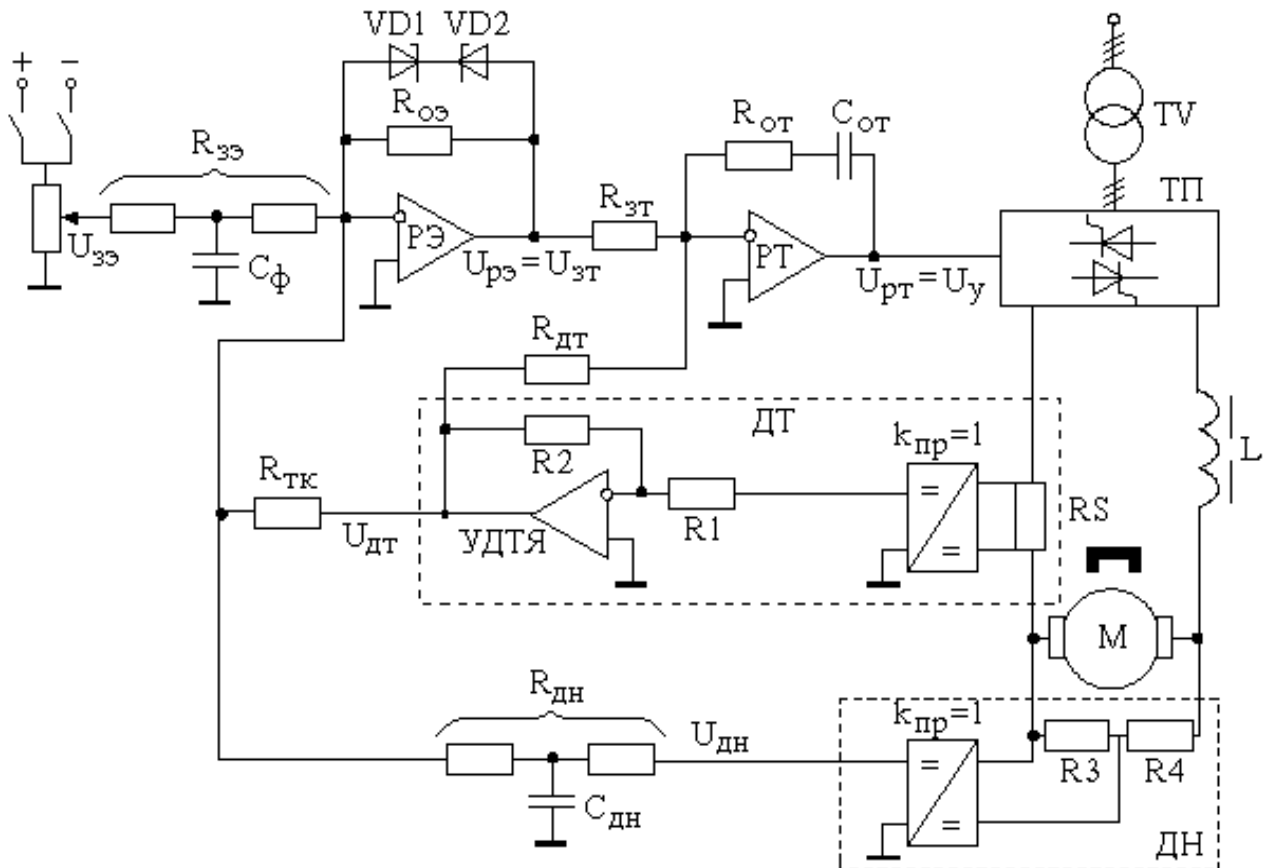


Рисунок 5.43

$$I_{TK} = I_{ДН};$$

$$\frac{U_{ДТ}}{R_{TK}} = \frac{U_{ДН}}{R_{ДН}};$$

$$U_{ДТ} = I_{ДН} \cdot k_{ДТ}; \quad U_{ДН} = U_{ДН} \cdot k_{ДН} = I_{ДН} \cdot R_{ЯЦ}' \cdot k_{ДН}.$$

Пример расчета параметров и решающих цепей регулятора ЭДС.

$U_{ДН} = 220 \text{ В}; I_{ДН} = 50 \text{ А}; R_a = 0,2 \text{ Ом}; R_3 = 0,4 \text{ Ом}; R_{ЯЦ}' = R_a = 0,2 \text{ Ом}; T_3 = 0,04 \text{ с}; T_{ЯЦ}' = 0,025 \text{ с}; T_M = 0,02 \text{ с}.$

$$1) k_{ДН} = \frac{U_{ДН(\max)}}{U_{Д(\max)}} = \frac{10 \text{ В}}{300 \text{ В}} = \frac{1}{30}; \quad U_{Д(\max)} \approx E_{до} = 300 \text{ В};$$

$$k_{р3} = \frac{T_M k_{ДТ} \frac{R_{3Т}}{R_{ДТ}}}{2(T_T + T'_{ЯЦ}) R_3 k_{ДН}} = \frac{0,02 \cdot 0,1 \cdot 1 \cdot 30}{2(0,01 + 0,025) \cdot 0,4} = 2;$$

$$2) C_{ДН} = 1 \text{ мкФ};$$

$$3) R_{ДН} = \frac{4T'_{ЯЦ}}{C_{ДН}} = \frac{4 \cdot 0,025}{10^{-6}} = 100 \text{ К};$$

$$4) R_{ОЭ} = k_{р3} \cdot R_{ДН} = 2 \cdot 100 = 200 \text{ К};$$

$$5) R_{3э} = \frac{U_{3э(\max)}}{U_{ДН(\max)}} R_{ДН} = \frac{10}{10} 100 \text{ К} = 100 \text{ К};$$

$$6) C_{\phi} = \frac{4T'_{ЯЦ}}{R_{3э}} = \frac{4 \cdot 0,025}{10^5} = 1 \text{ мкФ};$$

$$7) R_{TK} = \frac{R_{ДН} k_{ДТ}}{R'_{ЯЦ} k_{ДН}} = \frac{10^5 \cdot 0,1 \cdot 30}{0,2} = 1,5 \text{ МОм};$$

т.к.  $R_{TK} > 500 \text{ кОм}$ , то желательно принять  $C_{ДН} = 4 \div 5 \text{ мкФ}$ ;

$$8) R_3, R_4 = ?$$

$$k_{ДН} = k_{ДЕЛ} \cdot k_{ПР} = k_{ДЕЛ}, \quad (k_{ПР} = 1);$$

$$k_{ДЕЛ} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} = k_{ДН};$$

$$R_3 = k_{ДН} \cdot R_3 + k_{ДН} \cdot R_4;$$

$$R_4 = R_3 \frac{1 - k_{ДН}}{k_{ДН}}.$$

$$\text{Пусть } R_3 = 1 \text{ К, тогда } R_4 = 10^3 \frac{1 - \frac{1}{30}}{\frac{1}{30}} = 30 \text{ К}.$$

### 5.4.4 Построение скоростных характеристик

Посадки скорости в замкнутой системе (рисунок 5.44)

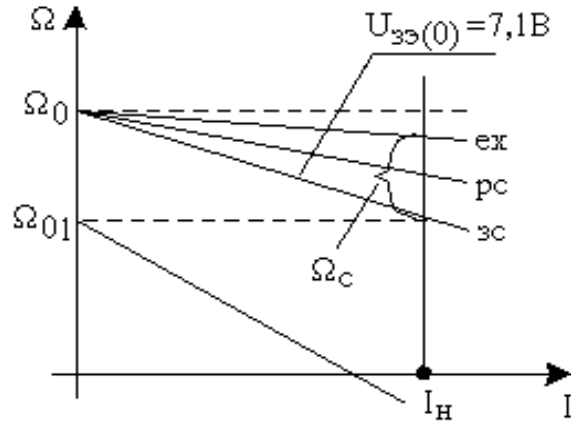


Рисунок 5.44

$$\Delta\Omega^{3(E)} = \Delta\Omega_{pc} \frac{2(T_T + T'_{яц})}{T_M} = \frac{I_c R_{\text{э}}}{C_e \Phi_H} \cdot \frac{2(T_T + T'_{яц})}{T_M};$$

$$\Delta\Omega^{3(E)} \Big|_{I_c = I_H} = \frac{50 \cdot 0,4}{1,34} \cdot \frac{2(0,01 + 0,025)}{0,02} = 15 \cdot 3,5 = 52;$$

$$U_{зэ} \Big|_{\Omega_0} = \Omega_0 C_e \Phi_H k_{дн} = 165 \cdot 1,34 \cdot \frac{1}{30} = 7,1В.$$

Посадки скорости большие и статизм системы велик. При слишком больших посадках (слишком мягкие характеристики) систему с ОС по ЭДС строят с датчиком ЭДС, который при определенных решающих элементах может скомпенсировать инерционность датчика напряжения. В этом случае могут быть получены скоростные характеристики такие же, как в системе с ОС по скорости с П-регулятором.

Фрагмент принципиальной схемы с датчиком ЭДС представлен на рисунке 5.45.

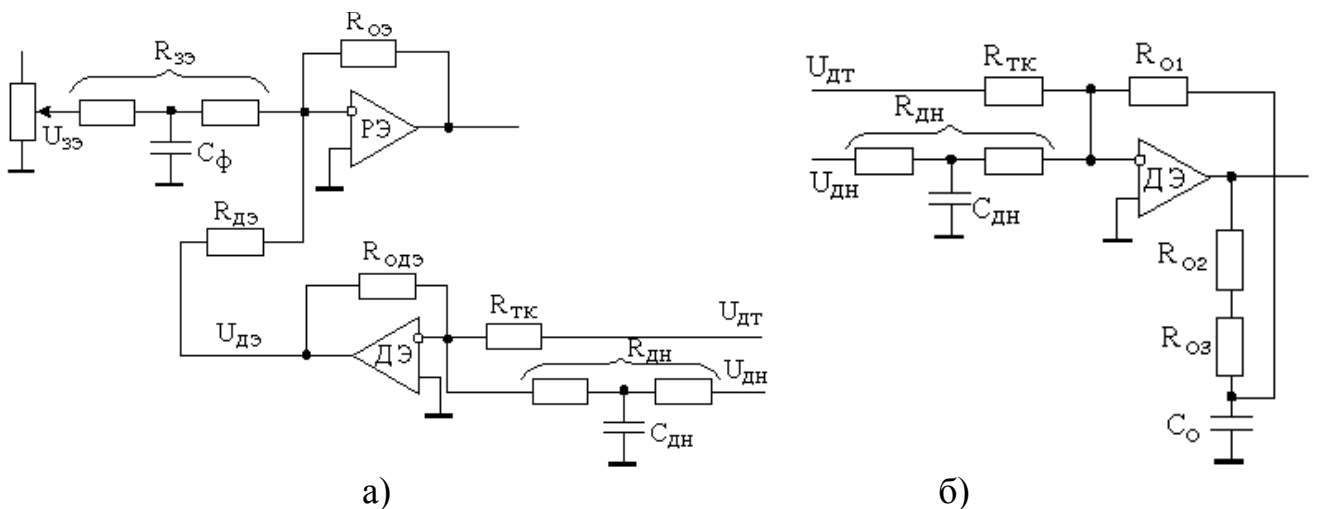


Рисунок 5.45

На рисунке 5.45а  $R_{одэ} = R_{дн}$ ;  $R_{дэ} = R_{дн}$ .  
Пусть на рисунке 5.45б  $R_{о3}$  – очень мало.

$$W_{дэ}(p) = \frac{R_{01}}{R_{дн}} \cdot \frac{(R_{02} + R_{03}) \cdot C_0 p + 1}{R_{03} C_0 p + 1} \approx \frac{R_{01}}{R_{дн}} \left( R_{02} \cdot \frac{1}{C_0 p + 1} \right);$$

$$R_{02} \cdot C_0 \cong T_{яц}'; \quad \frac{R_{01}}{R_{дн}} = 1.$$

ЛАЧХ датчика ЭДС представлена на рисунке 5.46.

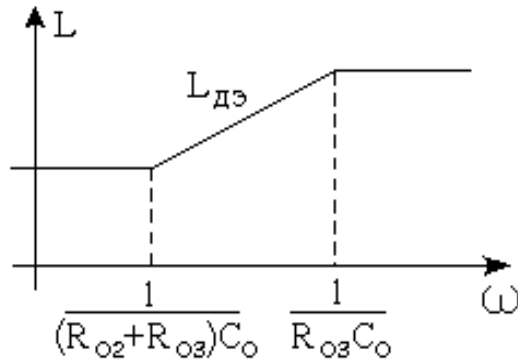


Рисунок 5.46

## 5.5 Стабилизация тока возбуждения в однозонных системах АЭП

Структурная схема контура тока возбуждения представлена на рисунке 5.47.

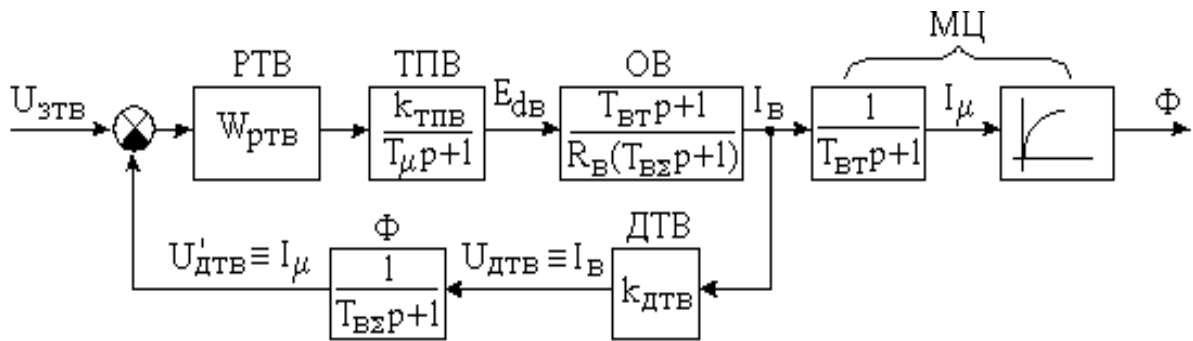


Рисунок 5.47

МО:

$$W_{кТВ}^p = W_{рТВ} \cdot \frac{k_{ТПВ}}{T_{\mu} p + 1} \cdot \frac{T_{ВТ} p + 1}{R_{В\Sigma} (T_{В\Sigma} p + 1)} \cdot \frac{k_{ДТВ}}{T_{ВТ} p + 1} = \frac{1}{2 T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1)};$$

$$W_{рТВ} = \frac{R_{В\Sigma} (T_{В\Sigma} p + 1)}{2 T_{\mu} k_{ТПВ} k_{ДТВ} p} \cdot \frac{T_{В\Sigma}}{T_{В\Sigma}} = \frac{R_{В\Sigma} T_{В\Sigma}}{2 T_{\mu} k_{ТПВ} k_{ДТВ}} \cdot \frac{T_{В\Sigma} p + 1}{T_{В\Sigma}} = k_{рТВ} \frac{T_{В\Sigma} p + 1}{T_{В\Sigma}}.$$

Получили ПИ-регулятор.

Если  $T_{В\Sigma} \geq 20 T_{\mu}$ , то регулятор тока возбуждения может быть пропорциональным  $W_{рТВ} = k_{рТВ}$ . С П-регулятором в системе будет ошибка по заданию, которую можно компенсировать увеличением задающего сигнала. (Если выбираем П-регулятор, то следует определить сигнал задания, который необходимо подать, чтобы  $I_{В} = I_{ВН}$ ).  $U_{з}$  будет немного больше 10В.

Принципиальная блочная схема стабилизации тока возбуждения и принципиальная схема тиристорного преобразователя возбуждения (ТПВ) представлены на рисунке 5.48.

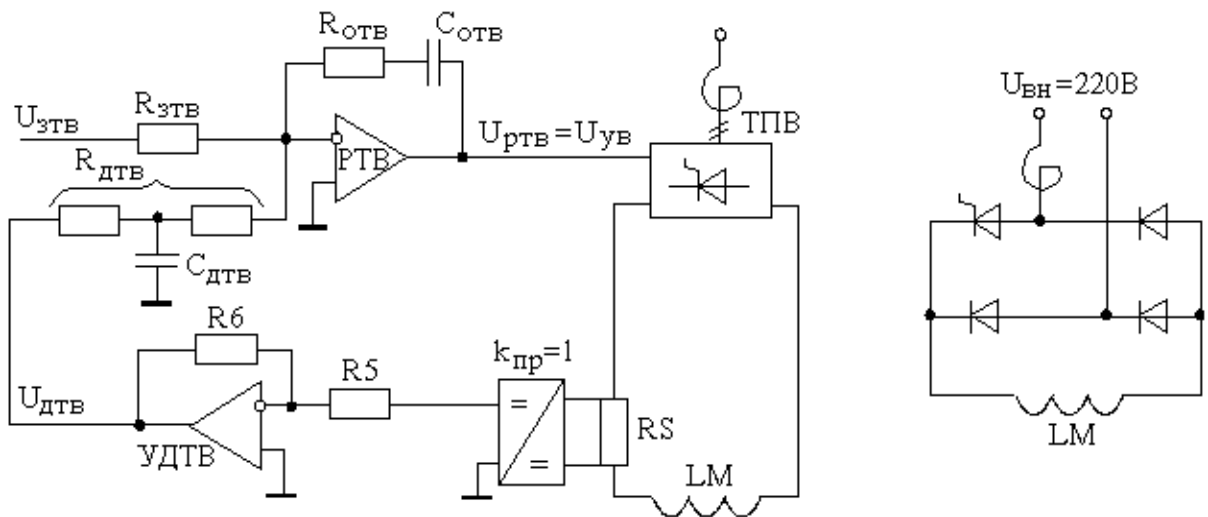


Рисунок 5.48

Диаграмма работы ТПВ представлена на рисунке 5.49. Структурная схема ТПВ представлена на рисунке 5.50.

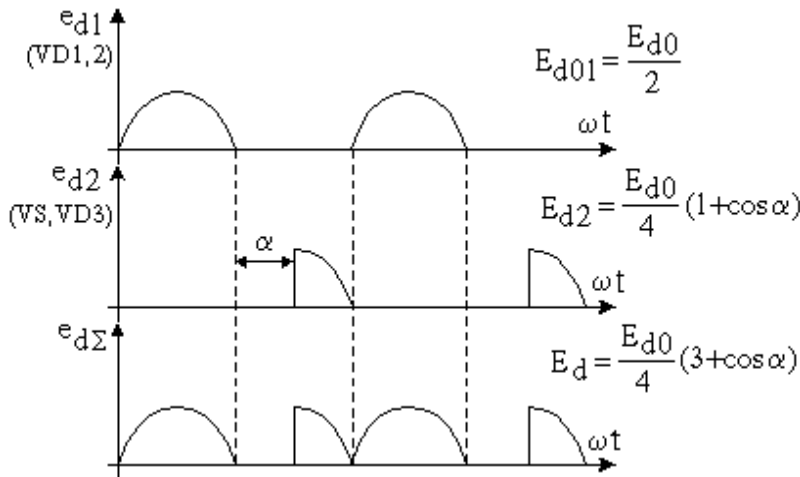


Рисунок 5.49

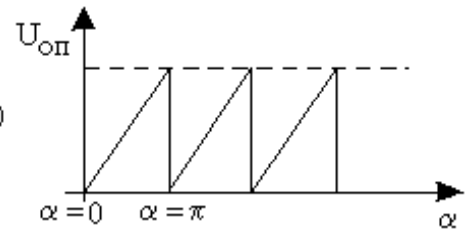


Рисунок 5.51

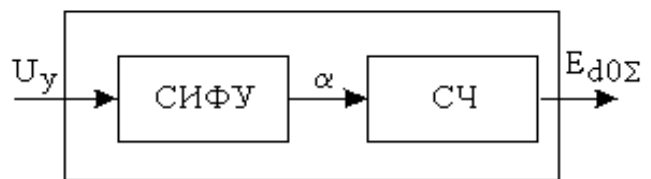
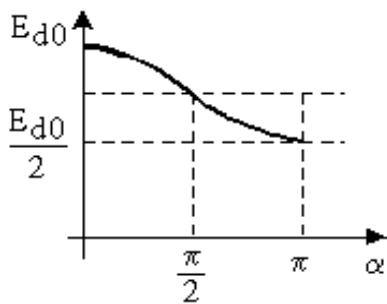


Рисунок 5.50

В соответствии с рисунком 5.50, можно записать

$$k_{\text{ТПВ}} = \frac{dE_{d\Sigma}}{dU_{yВ}} \cdot \frac{d\alpha}{d\alpha} = \frac{dE_{d\Sigma}}{d\alpha} \cdot \frac{d\alpha}{dU_{yВ}} = k_{\text{сч}} \cdot k_{\text{сифу}};$$

$$k_{\text{сч}} = \frac{dE_{d\Sigma}}{d\alpha} = \frac{-E_{d0}}{4} \sin \alpha;$$



$$k_{\text{сифу}} = \frac{d\alpha}{dU_{\text{ув}}} = \frac{\Delta\alpha}{\Delta U_{\text{ув}}} = \frac{-\pi}{U_{\text{ув(max)}}} = \frac{-\pi}{U_{\text{оп}}},$$

где  $U_{\text{оп}}$  – опорное напряжение СИФУ (см. рисунок 5.51).

**Таблица 5.2. Зависимость угла управления  $\alpha$  от напряжения управления**

$U_{\text{ув}}$	$\alpha$
0	180°
max	0°

$$k_{\text{ТПВ}(I_{\text{ВН}})} = -\frac{E_{\text{до}}}{4} \sin \alpha_{\text{H}} \cdot \frac{-\pi}{U_{\text{оп}}} = \frac{\pi E_{\text{до}}}{4U_{\text{оп}}} \sin \alpha_{\text{H}}; \quad \alpha_{\text{H}} \equiv I_{\text{ВН}};$$

$$E_{\text{д}\Sigma} = \frac{E_{\text{до}}}{4} (3 + \cos \alpha) = U_{\text{ВН}} \rightarrow \cos \alpha_{\text{H}} = \frac{4U_{\text{ВН}}}{E_{\text{до}}} - 3;$$

$$\sin \alpha_{\text{H}} = \sqrt{1 - \cos^2 \alpha_{\text{H}}}.$$

$$\cos \alpha_{\text{H}} = \frac{4 \cdot 220}{342} - 3 = -0,43; \quad \sin \alpha_{\text{H}} = \sqrt{1 - 0,43^2} = 0,9.$$

$$k_{\text{ТПВ}(I_{\text{ВН}})} = \frac{\pi \cdot 342}{4 \cdot 10} \cdot 0,9 = 24,3;$$

$$k_{\text{рТВ}} = \frac{R_{\text{в}} T_{\text{в}\Sigma}}{2T_{\mu} k_{\text{ТПВ}} k_{\text{дТВ}}} = \frac{50 \cdot 0,4}{2 \cdot 0,01 \cdot 24,3 \cdot 1} = 41.$$

Порядок расчета элементов принципиальной схемы контура тока возбуждения (см. рисунок 5.48):

1) задаемся  $C_{\text{дТВ}} = 10$  мкФ;

2) определяем  $R_{\text{дТВ}} = \frac{4T_{\text{вТ}}}{C_{\text{дТВ}}} = \frac{4 \cdot 0,04}{10 \cdot 10^{-6}} = 16$  кОм;

( $T_{\text{ф}} = T_{\text{вТ}} \cong 0,1 T_{\text{в}\Sigma} = 0,04$  с)  $T_{\text{вТ}} = \frac{C_{\text{дТВ}} R_{\text{дТВ}}}{4}$  ( $R'_{\text{дТВ}} = R''_{\text{дТВ}} = \frac{R_{\text{дТВ}}}{2}$ );

4) рассчитываем  $R_{\text{отв}} = k_{\text{рТВ}} \cdot R_{\text{дТВ}} = 16 \cdot 41 = 656$  кОм;

5) находим  $R_{\text{зТВ}} = \frac{U_{\text{п}}}{U_{\text{дТВ}(I_{\text{H}})}} R_{\text{дТВ}} = \frac{15}{4,5} \cdot 16 = 53$  кОм;

6) принимаем  $R_1 = 5$  кОм;

7) вычисляем  $R_2 = R_1 k_{\text{удТВ}} = 5 \cdot 66 = 330$  кОм.

## 5.6 Двухзонный АЭП с подчиненным регулированием параметров

Двухзонный ЭП – это такой электропривод, в котором изменение скорости осуществляется как за счет изменения напряжения на якоре, так и за счет изменения поля двигателя. Поэтому двухзонный АЭП состоит из двух подсистем: одна изменяет напряжение на якоре, другая изменяет поле двигателя. Управление этими подсистемами может быть зависимым и независимым. Современные системы АЭП зависимые, т.е. ослабление поля начинается при достижении напряжения или ЭДС на якоре номинальных значений.

Под управлением с постоянным моментом следует понимать, что в установившемся режиме момент двигателя не должен быть больше номинального, а в переходных режимах меньше максимального (I зона). Во II зоне ток двигателя в установившемся режиме  $I \leq I_N$ , а в переходных режимах  $I \leq I_{\text{МАКС}}$ .

### 5.6.1 Функциональная схема двухзонного АЭП

Функциональная схема двухзонного АЭП (с реверсом по ЯД) с зависимым управляемым полем двигателя в функции ЭДС приведена на рисунке 5.52, где приняты обозначения: ВМ – выключатель модуля (нужен, т.к. ЭП реверсивный по Я); ТПВ – неререверсивный; РЭ – регулятор ЭДС; РП – регулятор потока; ФП – функциональный преобразователь (в статическом режиме воспроизводит кривую намагничивания);  $R_{3Э}$  – резистор подстроечный (его устанавливают в момент наладки и дальше не трогают, причем  $U_{3Э} \equiv E_H$ ).

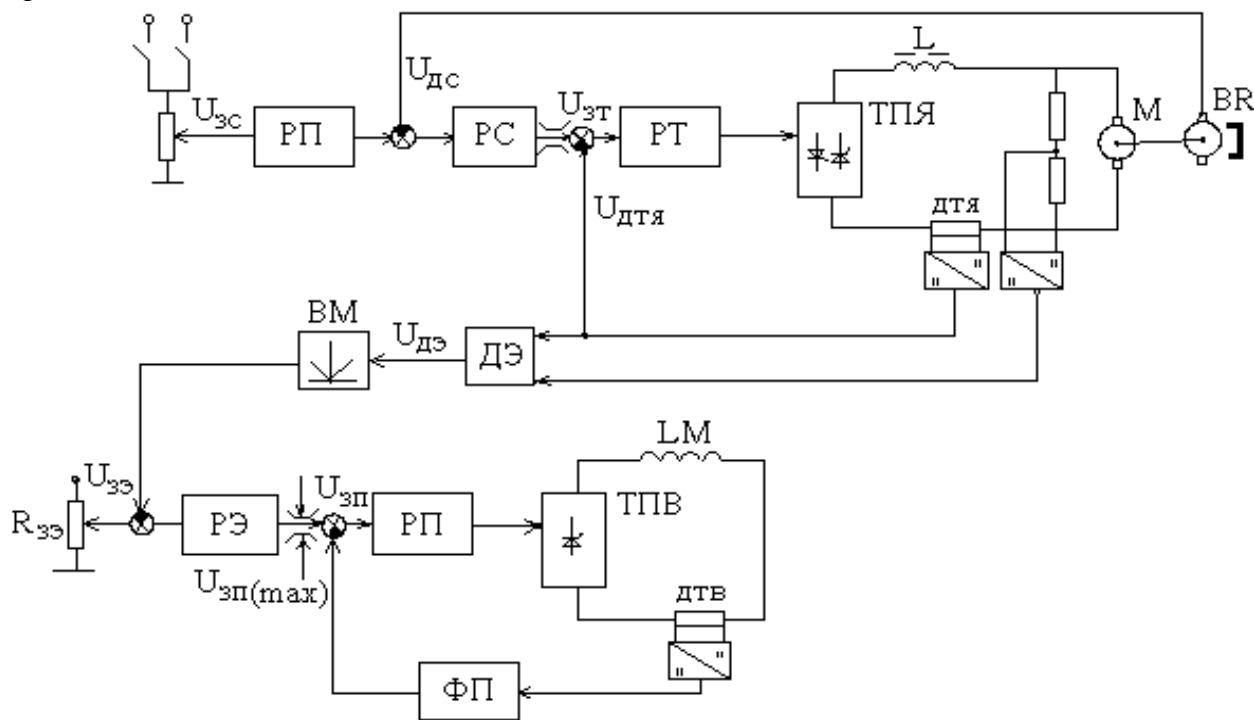


Рисунок 5.52

Ограничение контролируемых координат осуществляется либо за счет ограничения сигналов внешних регуляторов, либо за счет ограничения сигналов, заданных на входе (с датчиков скорости и ЭДС). В общем случае за счет ограничения сигналов задания.

*Работа схемы:*

$$U_{ВП} = U_{3П(М)} \equiv \Phi_N.$$

Пока сигнал задания на скорость соответствует скорости, меньше номинальной ( $U_{3С} < U_{3С(N)}$ ) сигнал с ДЭ по модулю  $|U_{3С}| < U_{3Э}$ , поэтому РЭ находится на ограничении, задавая максимальный поток двигателя, равный номинальному, поэтому ЭП работает как однозонный и скорость регулируется только за счет напряжения на якоре.

Пусть скорость двигателя равна номинальной. Так как РЭ обладает интегральными свойствами, то только при  $\Omega > \Omega_N$ , сигнал ДЭ  $|U_{ДЭ}| > U_{3Э}$ , регулятор ЭДС (РЭ) сойдет с ограничения и будет задавать  $U_{3П} \equiv \Phi < \Phi_N$  (см. рисунок 5.53).

В первый момент изменение напряжения на якоре двигателя вызывает увеличение напряжения якоря, увеличивается скорость и увеличивается сигнал ДЭ. Последний вызовет выход РЭ с ограничения и сформирует сигнал задания на поток,

соответствующий полю меньше номинального, которое будет отработано контуром потока (КП). В результате все увеличение скорости, первоначально вызванное увеличением напряжения, будет достигнуто за счет ослабления поля ЭД. Ослабление поля прекратится, когда сигнал  $U_{дэ} = U_{зэ}$ , который в свою очередь установлен на уровне  $E_H$ .

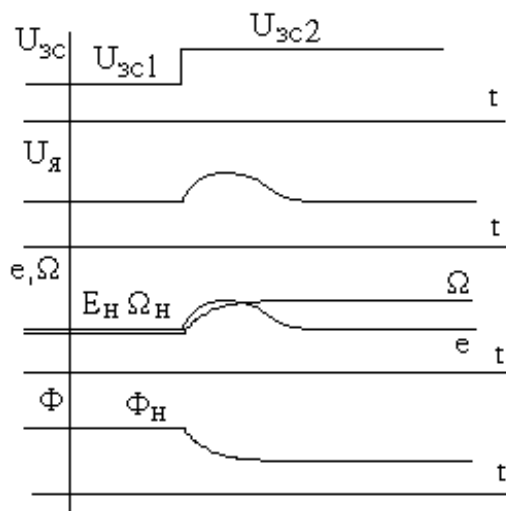


Рисунок 5.53

### 5.6.2 Диаграмма пуска ЭД с выходом во вторую зону

Временная диаграмма пуска ЭД с выходом во вторую зону представлена на рисунке 5.54. На всем протяжении пуска во второй зоне ЭДС превышает номинальное значение на 3-5%, что вызывает уменьшение поля ЭД. При торможении из второй зоны для того, чтобы шло увеличение поля двигателя ЭДС должно быть меньше номинального.

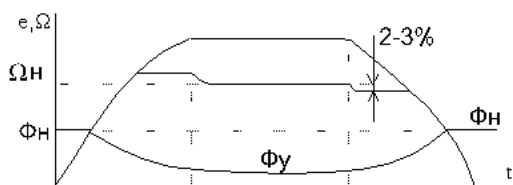


Рисунок 5.54

### 5.6.3 Полная структурная схема двухзонного АЭП с подчиненным регулированием параметров

Полная структурная схема двухзонной системы ЭП с подчиненным регулированием параметров представлена на рисунке 5.55, где приняты обозначения:  $K_{д}$  – коэффициент передачи магнитной цепи двигателя в данной рабочей точке;  $Д_{д}$  – датчик потока;  $ВМ$  – выявитель модуля.

Данная система является четырехконтурной. Основным, самым высшим, является контур скорости, т.к. он определяет цепь регулирования.

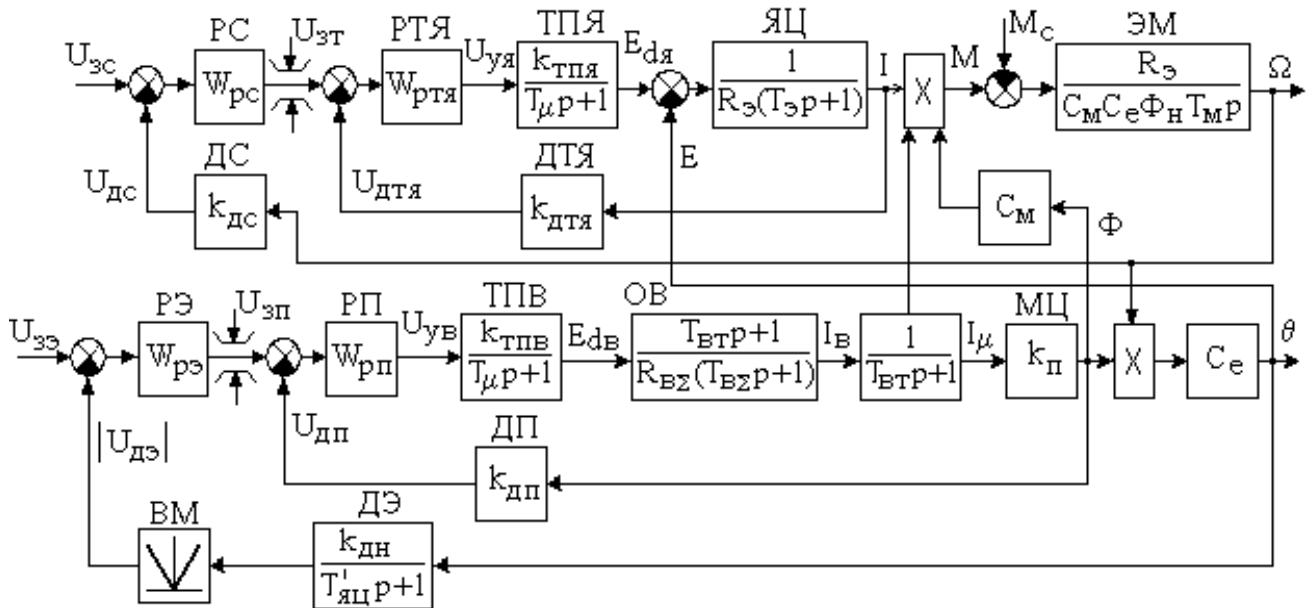


Рисунок 5.55

#### 5.6.4 Оптимизация контуров регулирования

Оптимизация контура тока якоря и скорости осуществляется так же, как в однозонном ЭП. При большом диапазоне регулирования во второй зоне, т.е. за счет ослабления поля двигателя, требуется проводить линеаризацию контура скорости с целью поддержания коэффициента в контуре скорости на одном и том же уровне при различных потоках двигателя.

Оптимизация подсистемы, осуществляющей регулирование потока двигателя, начинается с внутреннего контура потока.

##### 5.6.4.1 Оптимизация контура потока

Структурная схема контура потока представлена на рисунке 5.56.

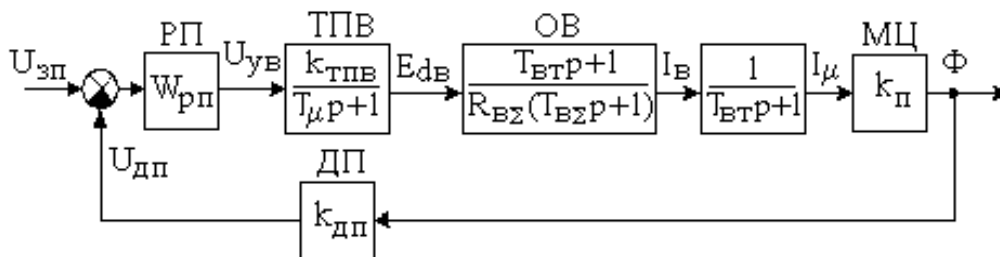


Рисунок 5.56

Оптимизацию проводим, полагая наличие датчика потока. Оптимизация на МО

$$\begin{aligned}
 W_{\text{КП}}^p(p) &= W_{\text{РП}}(p) \cdot \frac{K_{\text{ТПВ}}}{T_{\mu}p+1} \cdot \frac{T_{\text{ВТ}}p+1}{T_{\mu}p+1} \cdot \frac{T_{\text{ВТ}}p+1}{R_{\text{В}\Sigma}(T_{\text{В}\Sigma}p+1)} \cdot \frac{1}{T_{\text{ВТ}}p+1} K_{\text{П}} \cdot K_{\text{ДП}} = \\
 &= \frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)}; \\
 W_{\text{РП}}(p) &= \frac{R_{\text{В}\Sigma}(T_{\text{В}\Sigma}p+1)}{2T_{\mu}pK_{\text{ТПВ}}K_{\text{П}}K_{\text{ДП}}} \cdot \frac{T_{\text{В}\Sigma}}{T_{\text{В}\Sigma}} = \frac{R_{\text{В}\Sigma}}{2T_{\mu}pK_{\text{ТПВ}}K_{\text{П}}K_{\text{ДП}}} \cdot \frac{T_{\text{В}\Sigma}p+1}{T_{\text{В}\Sigma}p} =
 \end{aligned}$$

$$= K_{p\Pi} \frac{T_{v\Sigma} p + 1}{T_{v\Sigma} p}.$$

Получим ПИ-регулятор потока.

$$W_{кп}^3(p) = \frac{1/K_{дп}}{2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu} p + 1} \approx \frac{1/K_{дп}}{2T_{\mu} p + 1}.$$

С ПИ-регулятором контур потока является астатическим как по заданию, так и по возмущению. Возмущение – изменение напряжения. Настройка контура является оптимальной только в одной расчетной точке при фиксированных  $K_{\Pi}$ ,  $T_{v\Sigma}$ ,  $T_{vT}$  (см. рисунок 5.57).

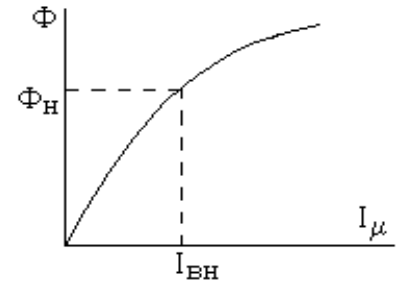


Рисунок 5.57

Передаточная функция объекта

$$W_0(p) = \frac{K_{тпв} K_{\Pi} K_{дп}}{R_{v\Sigma} (T_{v\Sigma} p + 1)(T_{\mu} p + 1)};$$

$$K_0 = \frac{K_{тпв} K_{\Pi} K_{дп}}{R_{v\Sigma}}.$$

Постоянная времени обмотки возбуждения

$$T_B = L_B/R_B,$$

где  $L_B = \frac{d\Psi}{dt}$  – индуктивность обмотки возбуждения.

$$\Psi = 2pw\Phi,$$

где  $\Psi$  – потокосцепление;

$p$  – число пар полюсов;

$w$  – число витков на полюс;

$\Phi$  – поток.

Тогда индуктивность обмотки возбуждения равна

$$L_B = \frac{d(2pw\Phi)}{dI_{\mu}} = 2pw \cdot \frac{d\Phi}{dI_{\mu}} = 2pwK_{\Pi},$$

где  $K_{\Pi}$  – динамический коэффициент передачи магнитной цепи двигателя.

$$T_B = L_B/R_B = 2pwK_{\Pi}/R_B;$$

$$T_{v\Sigma} = 1,1T_B.$$

Передаточная функция объекта будет равна

$$W_0(p) = \frac{K_{тпв} K_{\Pi} K_{дп}}{R_B (T_{v\Sigma} p + 1)(T_{\mu} p + 1)}.$$

Если  $\omega < \frac{1}{T_{v\Sigma}}$ , то членами в скобках можно пренебречь и передаточная

функция объекта  $W_0(p) = \frac{K_{тпв} K_{\Pi} K_{дп}}{R_B}$ .

Если  $\frac{1}{T_{v\Sigma}} < \omega < \frac{1}{T_{\mu}}$ , то  $W_0(p) = \frac{K_{тпв} K_{\Pi} K_{дп}}{R_B T_{v\Sigma} p} = \frac{1}{T_{и} p}$ ,

где  $T_{и} = \frac{R_{в} T_{в\Sigma}}{K_{тпв} K_{п} K_{дп}}$ .

Если  $\omega > \frac{1}{T_{\mu}}$ , то  $W_0(p) = \frac{K_{тпв} K_{п} K_{дп}}{R_{в} T_{в\Sigma} T_{\mu} p^2}$ .

Для диапазона частот  $\omega > \frac{1}{T_{в\Sigma}}$  в выражении  $W_0(p)$  есть две переменных

величины:  $W_0(p) = f(K_{п}, T_{в\Sigma})$ .

$$T_{в} = L_{в}/R_{в} = 1,1 \cdot 2\rho w K_{п}/R_{в};$$

$$\frac{K_{п}}{T_{в\Sigma}} = \frac{K_{п} \cdot R_{в}}{1,1 \cdot 2 \cdot w \cdot K_{п}} = \text{const.}$$

Получили выражение для передаточной функции объекта, которая остается постоянной и не зависит от рабочей точки на кривой намагничивания (КНМ). Поэтому частота среза разомкнутого контура потока также будет оставаться неизменной при изменении рабочей точки на кривой намагничивания. То есть, в соответствии с рисунком 5.58, положение участка с наклоном  $-20\text{дБ/дек}$  остается неизменным.

Изменение рабочей точки на КНМ изменяет положение низкочастотного участка ЛАЧХ контура, который достаточно удален от частоты среза и поэтому существенного влияния на настройку контура не оказывает, т.е. контур остается оптимальным практически во всех рабочих точках.

Изменение ЛАЧХ объекта при настройке регулятора положения в точке с минимальным потоком изображено на рисунке 5.59.

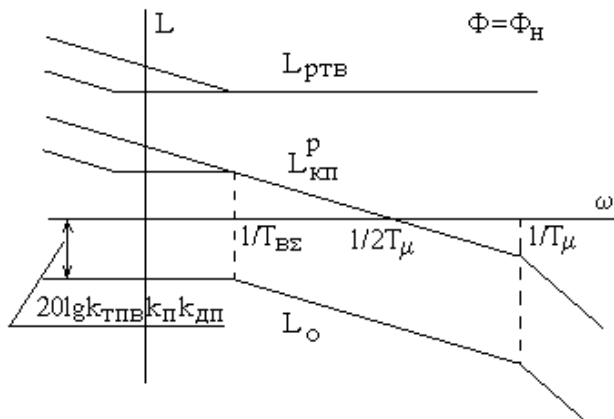


Рисунок 5.58

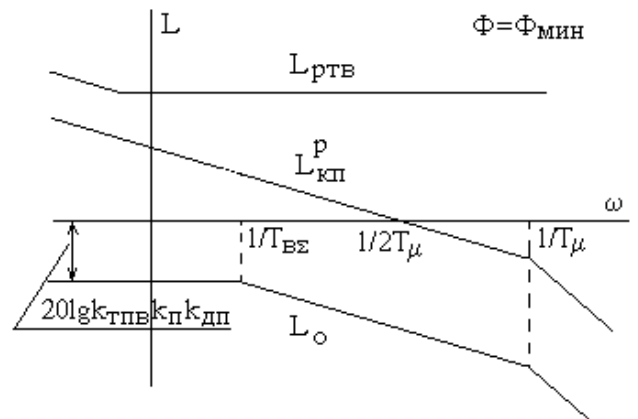


Рисунок 5.59

Если  $T_{в\Sigma} \gg T_{\mu}$ , то вместо ПИ-регулятора положения можно применить более простой П-регулятор. С этим П-регулятором характер переходных процессов будет практически такой же, но система будет статической и по заданию и по возмущению.

$$W_{рп}(p) = \frac{R_{в} T_{в\Sigma}}{T_{\mu} K_{тпв} K_{п} K_{дп}};$$

$$W_{кп}^{(3)} \cong \frac{1/K_{дт}}{2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu} p + 1}$$

Определим ошибку по заданию

$$W_{\text{ош}}(p) = \frac{\Delta U(p)}{U_{3\Pi}(p)} = \frac{U_{3\Pi}(p) - U_{\text{дп}}(p)}{U_{3\Pi}(p)} = 1 - \frac{U_{\text{дп}}(p)}{U_{3\Pi}(p)} = 1 - \frac{\Phi \cdot K_{\text{дп}}}{U_{3\Pi}(p)}$$

$$= 1 - W_{\text{кп}}^3(p) \cdot K_{\text{дп}};$$

$$\lim_{p \rightarrow 0} W_{\text{ош}}(p) = \frac{2T_{\mu}}{2T_{\mu} + 2T_{\text{в}\Sigma}} = \frac{1}{1 + T_{\text{в}\Sigma} / 2T_{\mu}}$$

Величина ошибки будет менее 5% при  $T_{\text{в}\Sigma} \gg 20T_{\mu}$ .

Для непосредственного измерения потока двигателя необходимы либо датчики Холла, либо специальные обмотки, которые закладываются в пазы статора. Проще измерить поток косвенно по сигналу датчика тока возбуждения.

#### 5.6.4.2 Оптимизация контура потока с датчиком тока возбуждения

Структурная схема контура потока с датчиком тока возбуждения представлена на рисунке 5.60.

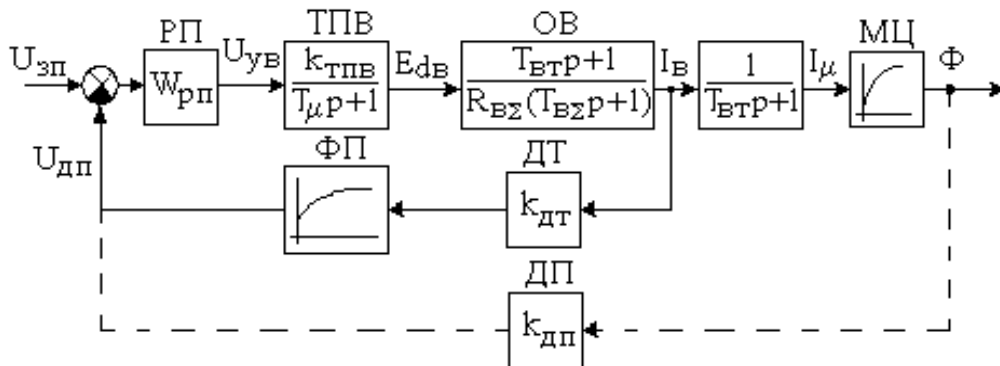


Рисунок 5.60

$$\frac{K_{\text{фп}} K_{\text{дтв}}}{T_{\text{втр}} p + 1} = \frac{1}{T_{\text{втр}} p + 1} K_{\text{п}} K_{\text{дп}} \rightarrow K_{\text{фп}} K_{\text{дтв}} = K_{\text{п}} K_{\text{дп}}$$

Это условие необходимо выполнить, чтобы настройка контура оставалась той же. Для выполнения условия функциональный преобразователь ФП в определенном масштабе должен воспроизводить кривую намагничивания двигателя.

$$K_{\text{фп}} = \frac{K_{\text{дп}}}{K_{\text{дтв}}} K_{\text{п}}$$

Реализация ФП осуществляется с помощью операционного усилителя с нелинейным элементом в цепи обратной связи (см. рисунок 5.61). Нелинейный элемент – это переменное сопротивление, которое изменяется с изменением выходного сигнала преобразователя.

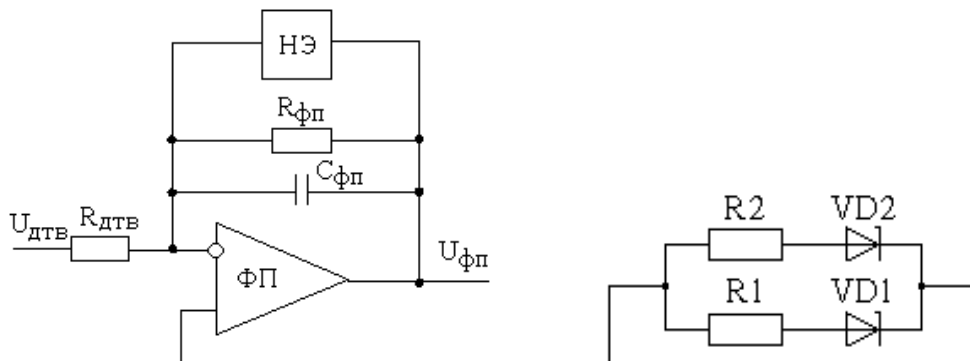


Рисунок 5.61

Реальная реализация осуществляется методом кусочно-линейной аппроксимации (рисунок 5.62).

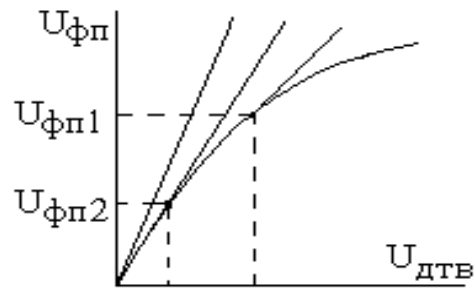


Рисунок 5.62

$$K_0 = \frac{R_0}{R_{\text{ДТВ}}}; R_0 C_0 = T_{\text{ВТ}}(\Phi_{\text{мин}});$$

$$K_1 = \frac{R_0 // R_1}{R_{\text{ДТВ}}};$$

$$K_2 = \frac{R_0 // R_1 // R_2}{R_{\text{ДТВ}}}.$$

При изменении рабочей точки на КНМ величина постоянного времени функционального преобразователя, равная  $T_{\text{ВТ}}$ , будет меняться автоматически.

Для 1-го участка:  $R_0 C_0 = T_{\text{ВТ}}(\Phi_{\text{мин}})$ ;

для 2-го участка:  $(R_0 // R_1) C_0 = T_{\text{ВТ1}}$ ;

для 3-го участка:  $(R_0 // R_1 // R_2) C_0 = T_{\text{ВТ2}}$ .

Если функционального преобразователя в канале обратной связи нет, то оптимальная настройка контура потока будет только в одной расчетной точке кривой намагничивания. Такое допускается в системах АЭП с небольшим ослаблением потока (на 20-30%).

Если оптимизация контура была проведена при номинальном потоке  $\Phi_{\text{н}}$ , то при ослаблении поля двигателя увеличивается  $T_{\text{ВЭ}}$ , смещается вниз ЛАЧХ объекта с наклоном  $-20\text{дБ/дек}$ , уменьшается частота среза в контуре. В этом случае переходные процессы в контуре более демпфированные (быстродействие контура снижается). Если оптимизация контура была проведена при минимальном потоке  $\Phi_{\text{мин}}$ , то при его увеличении снижается  $T_{\text{ВЭ}}$ , поднимается вверх ЛАЧХ объекта и частота среза контура увеличивается, и контур может стать неустойчивым при значительных изменениях.

#### 5.6.4.3 Оптимизация контура ЭДС и его линеаризация

Структурная схема контура ЭДС представлена на рисунке 5.63.

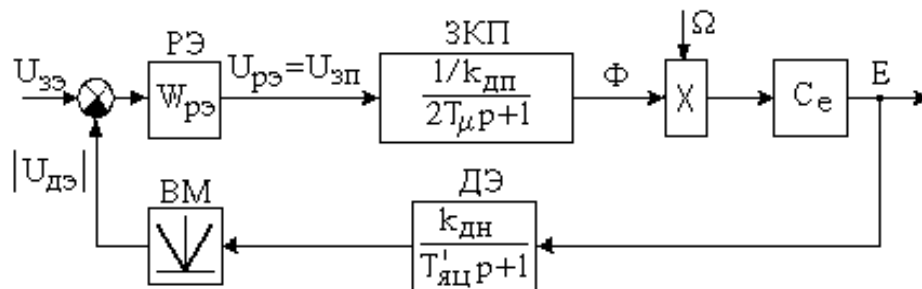


Рисунок 5.63



$$W_{\text{кп}}^3 = \frac{1/K_{\text{дп}}}{2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu} p + 1} \approx \frac{1/K_{\text{дп}}}{2T_{\mu} p + 1} = \frac{1/K_{\text{дп}}}{T_{\Pi} p + 1},$$

где  $T_{\Pi} = 2T_{\mu}$  – эквивалентная постоянная времени контура потока, оптимизированного на МО.

$$\frac{1}{T_{\Pi} p + 1} \cdot \frac{1}{T_{\text{яц}} p + 1} = \frac{1}{T_{\Pi} T'_{\text{яц}} p^2 + (T_{\Pi} + T'_{\text{яц}}) p + 1} \cong \frac{1}{T_{\mu\text{э}} p + 1},$$

где  $T_{\mu\text{э}} = T_{\Pi} + T'_{\text{яц}}$  – малая постоянная времени контура ЭДС.

$$\text{МО: } W_{\text{рп}}(p) = \frac{K_{\text{дп}}}{2T_{\mu\text{э}} C_e K_{\text{дн}} \Omega p} = \Omega_{\text{н}} < \Omega < \Omega_{\text{max}} \rightarrow$$

$$\rightarrow W_{\text{рэ}}(p) = \frac{K_{\text{дп}}}{2T_{\mu} C_e K_{\text{дн}} \Omega p} = \Omega_{\text{н}} < \Omega < \Omega_{\text{max}}.$$

РЭ – интегрального типа.

Оптимальная настройка контура ЭДС будет выполняться только в одной расчетной точке, т.е. при скорости, при которой была проведена оптимизация. Если оптимизация была проведена для номинальной скорости, то при увеличении скорости (за счет ослабления поля двигателя), коэффициент регулятора ЭДС увеличивается, что приведет к подъему ЛАЧХ.

Когда оптимизация контура ЭДС проведена для максимальной скорости, то уменьшение скорости будет уменьшать коэффициент в объекте, уменьшать частоту среза, а, следовательно, уменьшать быстродействие.

Снижение быстродействия в этом случае приводит к большему перегулированию ЭДС при выходе во вторую зону. Это приводит к аварийным ситуациям, которые могут вызвать опрокидывание инвертора. Таким образом, перегулирование не должно превышать 3%.

Для сохранения коэффициента усиления в контуре ЭДС неизменным при изменении скорости, на выходе регулятора ЭДС включают делительное (рисунок 5.64а), либо множительное устройство (рисунок 5.64б).

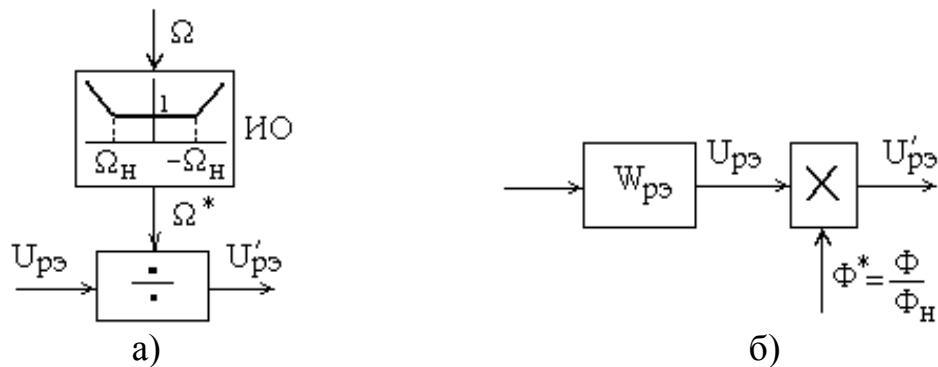


Рисунок 5.64

На практике чаще применяется вариант а).

Включение делительных или множительных элементов позволяет сделать контур ЭДС адаптивным, инверторным по всем изменениям скорости.

### 5.6.5 Принципиальная (блочная) схема управления возбуждением электродвигателя в двухзонном реверсивном по якорю АЭП

Принципиальная (блочная) схема подсистемы двухзонной АЭП, управляющей полем двигателя представлена на рисунке 5.65.

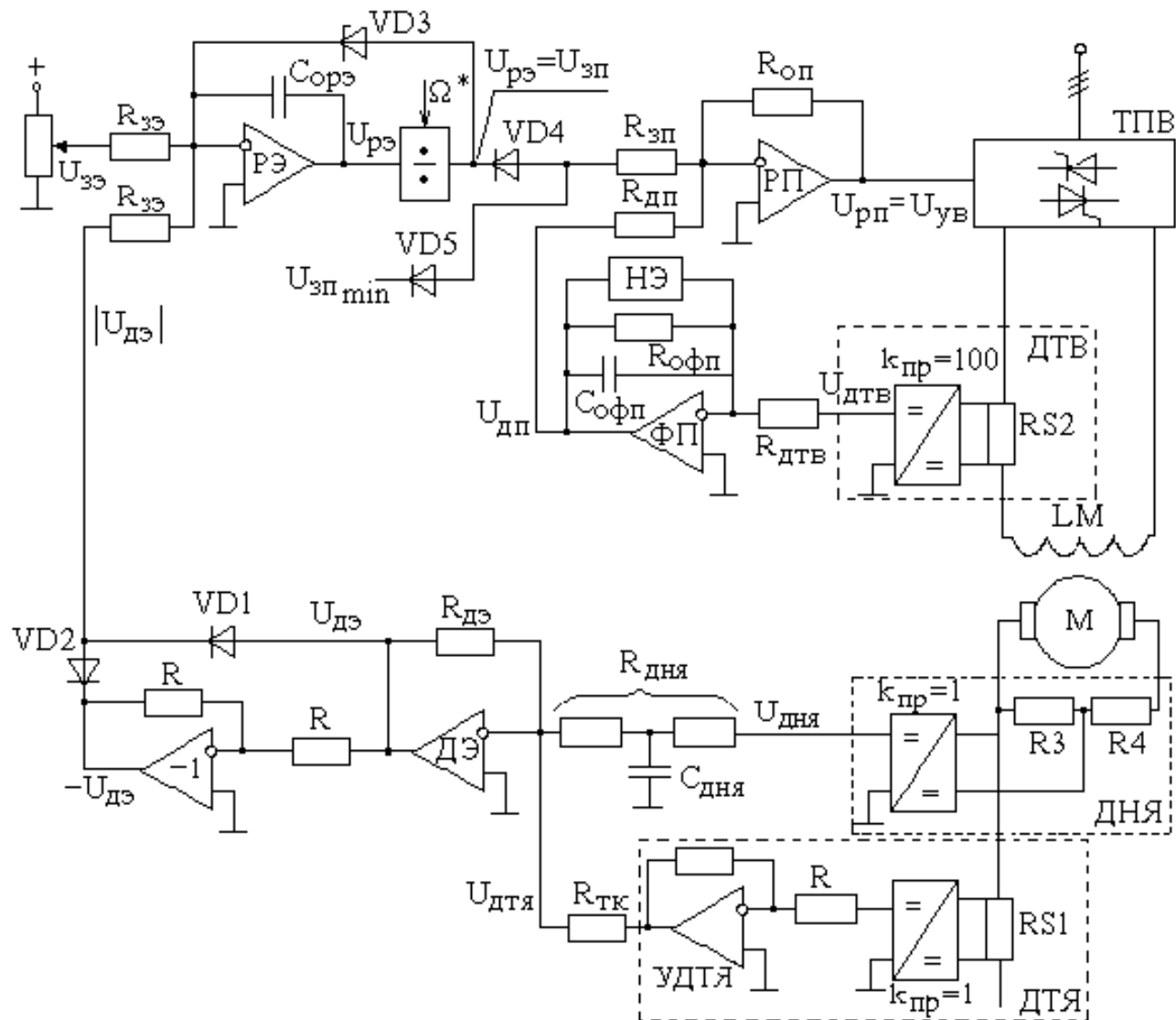


Рисунок 5.65

$$U_{CT\ VD1} = U_{зп(max)} \equiv \Phi_N$$

На диодах VD1, VD3 диодная схема ИЛИ.

Работа схемы: на вход регулятора ЭДС подается сигнал, пропорциональный номинальной ЭДС. Если двигатель неподвижен, то РЭ выходит на ограничение, задавая максимальный сигнал на входе регулятора потока (уровень стабилизации стабилитрона), который установит в двигателе  $I_{вн}$ , соответствующий номинальному полю. Если скорость двигателя меньше номинальной ( $E < E_N$ ), то поле будет оставаться номинальным, и система останется в прежнем положении.

Когда ЭДС двигателя будет превышать номинальный уровень, РЭ “сойдет” с ограничения, задавая  $\Phi < \Phi_N$ , который будет обрабатываться быстродействующим контуром потока. В результате первоначальное увеличение скорости, полученное за счет увеличения напряжения на якоре, будет достигнуто за счет ослабления поля двигателя. В установившемся режиме во второй зоне работы привода сигнал датчика ЭДС по модулю всегда равен сигналу задания ЭДС.

Чтобы в процессе регулирования поток не ослабился ниже  $\Phi_H$ , на входе РП установлена диодная схема ИЛИ. На диод VD3 подается сигнал, соответствующий  $\Phi_{min}$ .

В режиме торможения сначала работает вторая подсистема, усиливающая поле до номинального уровня. В этом режиме  $|U_{дэ}| < U_{зэ}$ , регулятор ЭДС (РЭ) увеличивает свой сигнал, выходя на ограничение, тем самым, задавая номинальный поток двигателя. Только после усиления потока до  $\Phi_H$ , вступает в работу первая подсистема, уменьшая напряжение на якоре двигателя.

### 5.6.6 Линеаризация контура скорости в двухзонном АЭП

Структурная схема контура скорости в двухзонном АЭП представлена на рисунке 5.66.

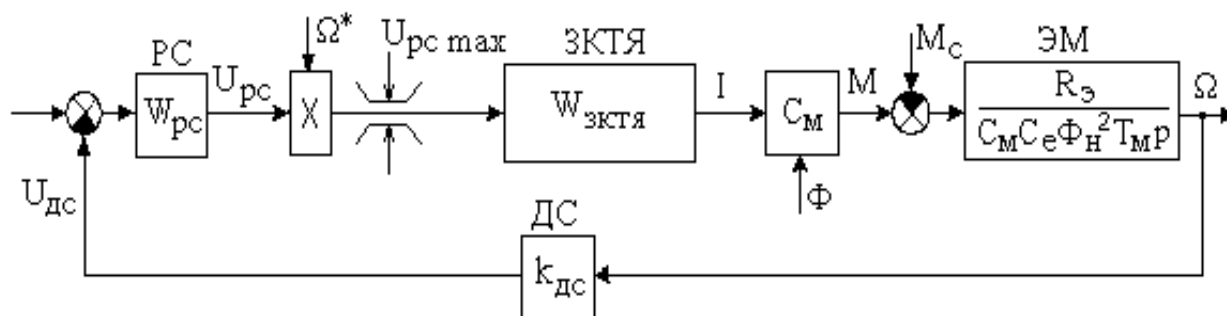


Рисунок 5.66

$$M_{дин} = J \frac{d\omega}{dt};$$

$$M(p) = Jp\Omega(p);$$

$$W_{эм}(p) = \frac{\Omega(p)}{M(p)} = \frac{1}{Jp}.$$

В двухзонном АЭП при уменьшении потока уменьшается коэффициент в объекте регулирования контура скорости (за счет ослабления поля двигателя). Если контур скорости был оптимизирован на модульный оптимум, то эти изменения вызывают уменьшение частоты среза и уменьшение быстродействия, т.е. контур становится более демпфированным (рисунок 5.67а). Если контур скорости был оптимизирован на симметричный оптимум (рисунок 5.67б), то при существующем уменьшении поля может произойти даже потеря работоспособности контура (если частота среза будет приходится на участок ЛАЧХ с наклоном  $-40\text{дБ/дек}$ ).

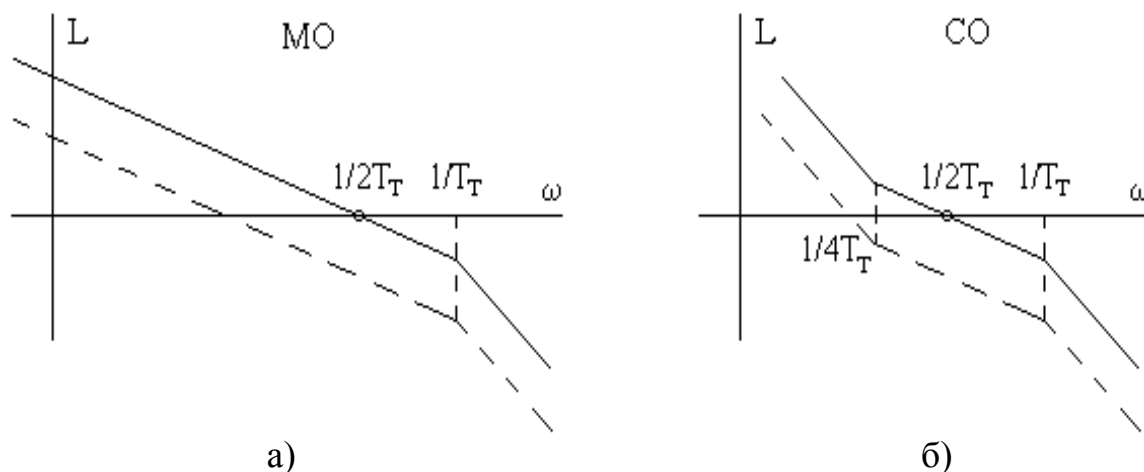


Рисунок 5.67

Настройка на симметричный оптимум также может привести к потере работоспособности контура при существующем увеличении коэффициента. Таким образом, настройка на СО дает хорошие результаты только с коэффициентом регулятора, который рассчитан для значения коэффициента в данной расчетной точке.

$$K_{pc}^{(co)} = K_{pc}^{(mo)}.$$

Для того чтобы коэффициент в контуре скорости оставался неизменным при любом значении поля двигателя, на выходе РС устанавливают делительное (рисунок 5.68а), либо множительное устройство (рисунок 5.68б).

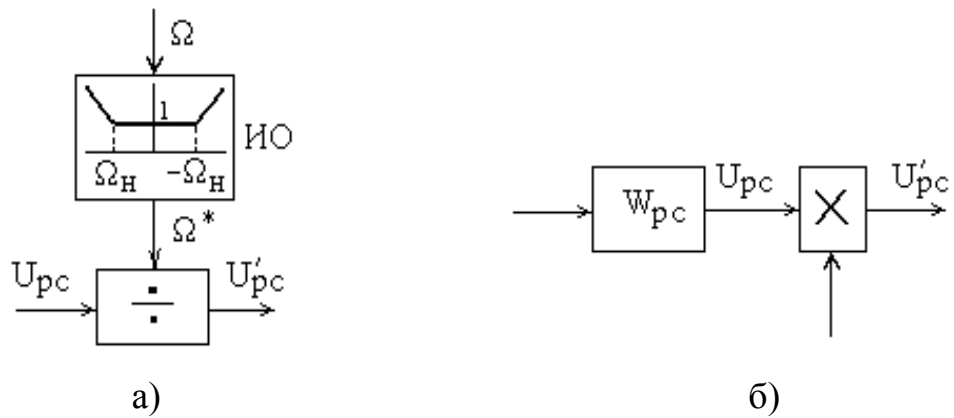


Рисунок 5.68

## 6 СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ АЭП

Следящие системы – это системы, управляющие перемещением объекта регулирования. В таких системах главная обратная связь по положению.

Следящие системы бывают гидравлические, пневматические и электрические. В промышленных установках находят применение в станках с ЧПУ, роботах-манипуляторах.

Основной характеристикой следящей системы является точность, с которой они обрабатывают заданное перемещение, которое зависит от исполнения системы и режимов работы (режим позиционирования, режим отработки линейно изменяющегося сигнала и т.д.). Самый простой из режимов – режим позиционирования. Эти системы и находят наибольшее распространение.

### 6.1 Структурная схема и режимы работы позиционной системы АЭП

Задачей позиционного АЭП является перемещение рабочего органа из одного положения в другое. Основной характеристикой этой системы является быстрота и точность отработки задающих сигналов. Т.к. в процессе отработки перемещения требуется контролировать ток и скорость двигателя на определенном уровне, то все современные позиционные системы АЭП являются трехконтурными с подчиненным регулированием параметров. Структурная схема позиционного АЭП представлена на рисунке 6.1.

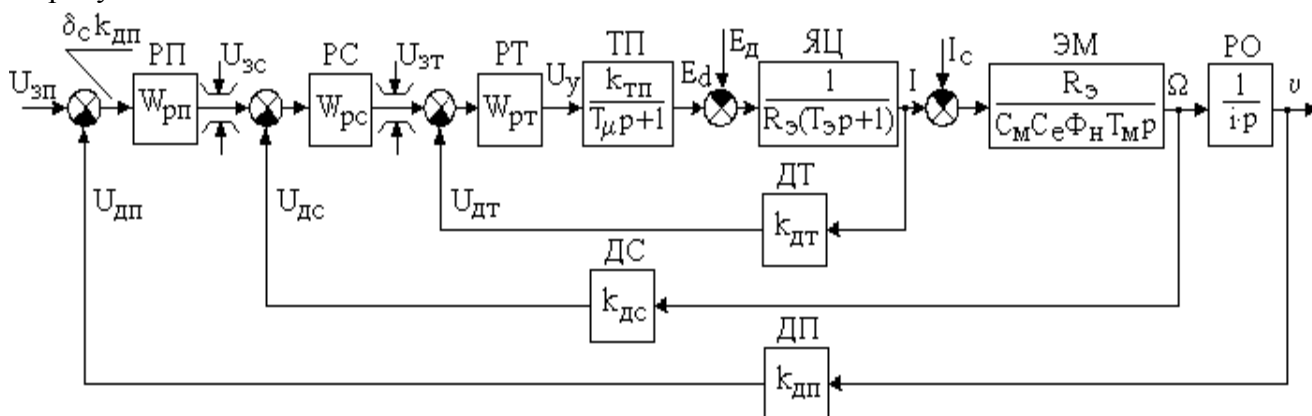


Рисунок 6.1

Возможны три режима работы позиционного АЭП:

- 1) Режим малых перемещений, при котором не один из регуляторов не выходит на ограничение, т.е. система ведет себя как линейная.
- 2) Режим средних перемещений – в этом режиме регуляторы положения и скорости выходят на ограничение, т.е. система перестает быть линейной, но скорость в процессе отработки не выходит на максимальный установившийся уровень. Тахограмма режима средних перемещений изображена на рисунке 6.2.
- 3) Режим больших перемещений – регуляторы положения и скорости выходят на ограничение, привод разгоняется до максимальной скорости, некоторое время на ней работает. Тахограмма режима больших перемещений, в соответствии с рисунком 6.3, имеет вид трапеции.

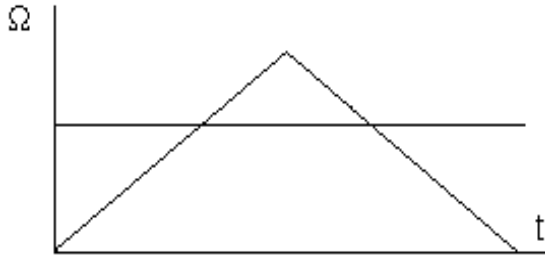


Рисунок 6.2

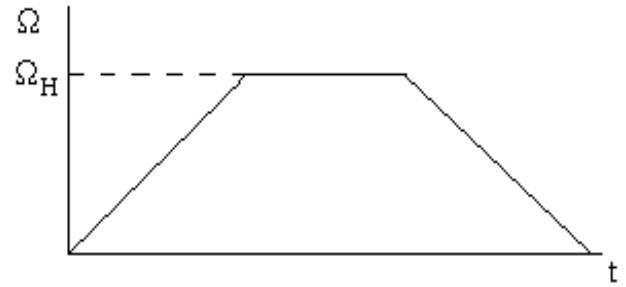


Рисунок 6.3

## 6.2 Оптимизация контура положения для режима малых перемещений

Полагаем, что контура тока и скорости уже оптимизированы и остается оптимизировать только контур положения. Тогда структурная схема примет вид, представленный на рисунке 6.4.

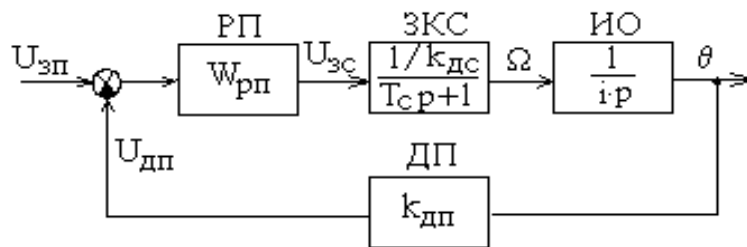


Рисунок 6.4

Передаточная функция замкнутого контура скорости, оптимизированного на модульный оптимум имеет вид

$$W_{КТ}^{з(мо)}(p) \cong \frac{1/K_{дс}}{4T_T p + 1} = \frac{1/K_{дс}}{T_c p + 1},$$

где  $T_c = 4T_T$  – малая постоянная времени оптимизированного контура скорости ( $T^{CMO} = 2T_T$ ,  $T_c^{CO} = 4T_T$ ).

Настроим контур на модульный оптимум. При такой настройке ЛАЧХ имеет вид, представленный на рисунке 6.5.

Тогда передаточная функция разомкнутого контура положения, настроенного на модульный оптимум, примет вид

$$W_{кп}^p(p) \cong W_{рп}(p) \cdot \frac{K_{дп}}{K_{дс}(T_c \cdot p + 1)i \cdot p} = \frac{1}{2T_c \cdot p(T_c \cdot p + 1)},$$

где  $K_{дп}$ ,  $K_{дс}$  – коэффициент передачи датчика положения и скорости соответственно.

Передаточная функция регулятора положения будет равна

$$W_{рп}(p) \cong \frac{i}{2T_c} \cdot \frac{K_{дс}}{K_{дп}} = K_{рп},$$

где  $i$  – передаточное число редуктора.

$$K_{рп} = \frac{i}{2T_c} \cdot \frac{K_{дс}}{K_{дп}}.$$

Получили П-регулятор положения и астатическую систему по заданию.

$$W_{\text{КП}}^{3(\text{МО})}(p) \cong W_{\text{рп}}(p) \cdot \frac{1/K_{\text{дп}}}{2T_{\text{с}}^2 p^2 + 2T_{\text{с}}p + 1} \approx \frac{1/K_{\text{дп}}}{2T_{\text{с}}p + 1} = \frac{1/K_{\text{дп}}}{T_{\text{п}} + 1},$$

где  $T_{\text{п}} = 2T_{\text{с}}$  – эквивалентная постоянная времени оптимизированного на модульный оптимум контура положения.

$$T_{\text{п}} = 2T_{\text{с}} = \dots = 8T_{\mu}$$

Полученная система по заданию является астатической 1-го порядка по заданию. Если контур скорости был оптимизирован на СО и регулятор скорости был ПИ, то данный контур положения будет астатическим даже с П-регулятором.

Знак ошибки зависит от направления действия статического активного момента (см. рисунок 6.6).

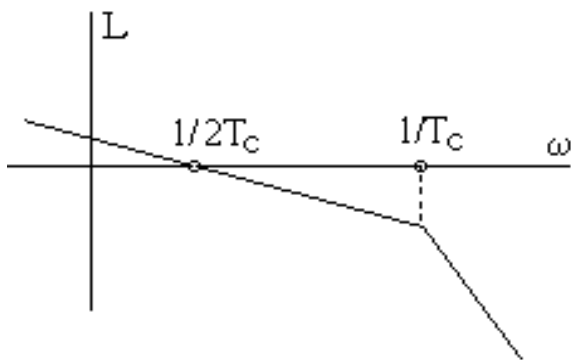


Рисунок 6.5

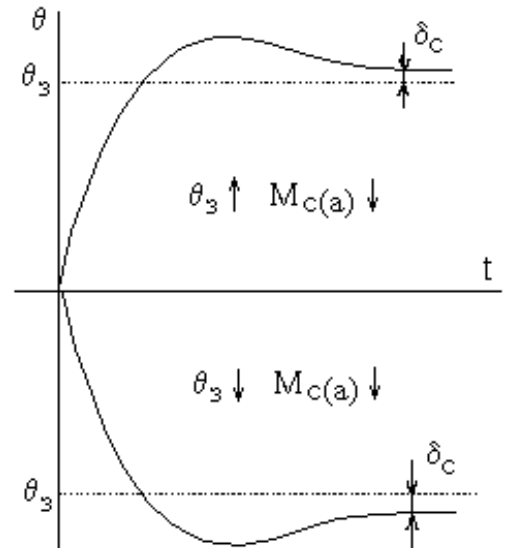


Рисунок 6.6

Оценим точность позиционной системы (см. рисунок 6.7).

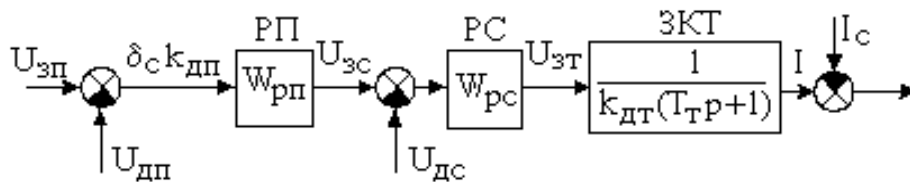


Рисунок 6.7

$$\delta_c = \theta_3 - \theta; \theta \cdot K_{\text{дп}} = U_{\text{дп}} \rightarrow \theta = U_{\text{дп}} / K_{\text{дп}};$$

$$\theta = \frac{U_{\text{дп}}}{K_{\text{дп}}} - \text{фактическое значение перемещения.}$$

По аналогии находим заданное перемещение

$$\theta_3 = \frac{U_{\text{зп}}}{K_{\text{дп}}(R_{\text{зп}} = R_{\text{дп}})}.$$

Считаем, что коэффициент регулятора по заданию и каналу ОС одинаковы, т.е.  $R_{\text{зп}} = R_{\text{дп}}$ .

Определим величину ошибки

$$U_{\text{зп}} - U_{\text{дп}} = \delta_c K_{\text{дп}};$$

$$\delta_c K_{дп} \cdot K_{рп} \cdot K_{рс} \frac{1}{K_{дт}} = I = I_c \Rightarrow \delta_c = \frac{I_c \cdot K_{дт}}{K_{дп} \cdot K_{рп} \cdot K_{рс}} - \text{не зависит от}$$

величины задающего сигнала, а зависит от момента на валу и параметров системы.

Если контур скорости настроен на СО (регулятор скорости ПИ), то  $\delta_c = 0$ .

### 6.3 Аналоговая позиционная система АЭП

Функциональная схема аналоговой позиционной системы АЭП представлена на рисунке 6.8, где приняты обозначения: РП – регулятор положения; ФЧВ – фазочувствительный выпрямитель; Г – задающий генератор ( $f = 400 \div 1000 \text{ Гц}$ ); СД, СП – сельсинная пара (сельсин-датчик и сельсин-приемник); ИО – исполнительный орган; Р – редуктор с передаточным числом  $i$ .

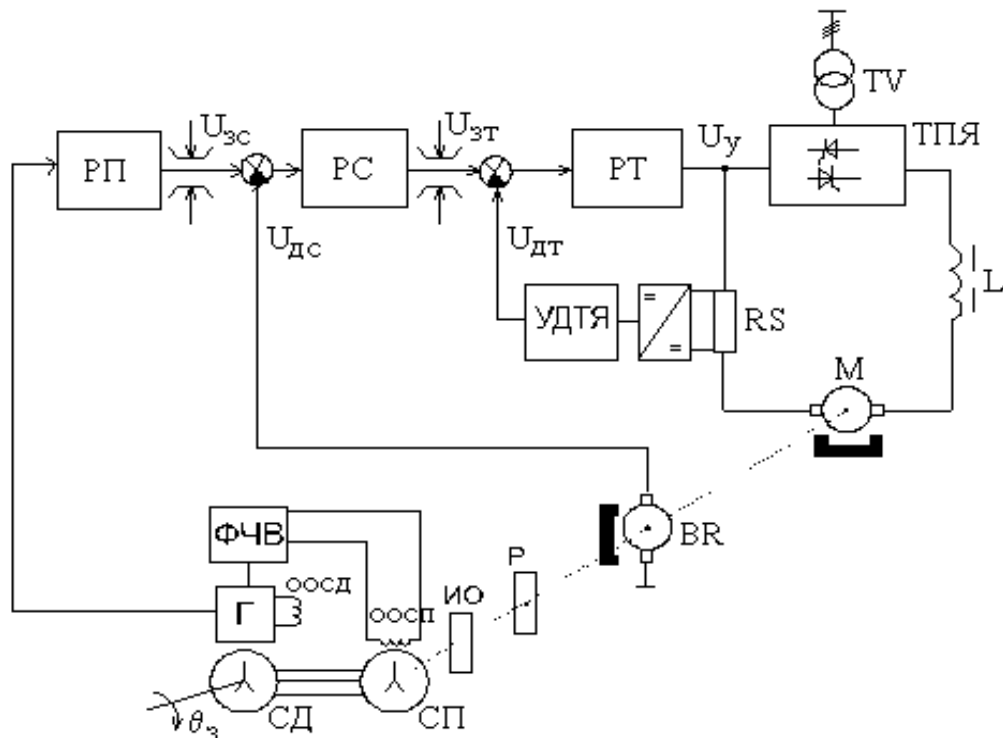


Рисунок 6.8

Особенность схемы: здесь используется датчик рассогласования на базе сельсинной пары и фазочувствительного выпрямителя – это датчик положения. В этой схеме нет электрических сигналов, пропорциональных задающей величине и сигналу фактического положения, но есть сигнал, пропорциональный рассогласованию, который определяется на выходе ФЧВ  $U_{фчв} = K(\theta_3 - \theta)$ .

О работе сельсинной пары: переменное напряжение, подаваемое с генератора на обмотку сельсина-датчика, создает пульсирующее поле, которое в трехфазной обмотке, расположенной на роторе, наводит ЭДС (амплитуда каждой разности ЭДС зависит от угла между осью поля и осью фазных обмоток). Так как трехфазные обмотки сельсинов соединены, то токи, протекающие по этим цепям, создадут в сельсине-приемнике пульсирующее поле, которое наведет в его однофазной обмотке ЭДС.

$$U_{од.обм.сп} = U_{оосд} \cos \delta,$$

где  $\cos \delta$  – угол рассогласования (угол “неодинаковости” расположения роторов этих сельсинов по отношению к их однофазным обмоткам). Если “неодинаковость = 0”, т.е.



роторы сельсинов по отношению к своим обмоткам расположены одинаково, то  $\delta = 0$  и  $U_{ООСП} = U_{ООСД}$ .

Для того чтобы в согласованном положении сигнал рассогласовался (был равен нулю), производят предварительную ориентацию сельсинов, поворачивающего ротор одного из сельсинов на угол  $90^0$ .

В этом случае  $U_{ООСП} = U_{ООСД} \sin\delta$ .

Напряжение однофазной обмотки сельсина-приемника  $U_{ООСП}$  выпрямляется в ФЧВ и ему придается знак в зависимости от знака сигнала рассогласования. Для этого с генератора на ФЧВ подается сигнал, определяющий фазу  $U_{ООСД}$ . Если сигналы ООСП и ООСД в фазе, знак сигнала на выходе ФЧВ положительный, если в противофазе – отрицательный.

Коэффициент датчика положения

$$K_{ДП} = K_{СП} K_{ФЧВ},$$

где  $K_{СП}$  – коэффициент сельсинной пары.

$$ИР = СПР + ФЧВ,$$

где ИР – измеритель рассогласования = сельсинная пара.

$$K_{СП} = \frac{U_{осп}}{\delta}.$$

У современных сельсинных пар  $K_{СП} \approx 2В/град$ .

Работа системы: Поворотом ротора сельсина-датчика формируется сигнал задания  $\theta_{ЗД}$ . На ООСП наводится ЭДС соответствующей амплитуды, которая выпрямляется ФЧВ с приданием знака зависимости от знака от знака рассогласования. В результате для сигнала рассогласования на выходе РП сформируется сигнал задания на скорость  $U_{ЗС}$ , который также сформирует сигнал задания на ток  $U_{ЗТ}$ . Сформированный ток двигателя создаст момент, и двигатель начнет отрабатывать сигнал задания до тех пор, пока рассогласование между ротором СД и СП не станет равным нулю  $\delta = 0$ , т.е. пока угол рассогласования не будет равным нулю.

## 6.4 Оптимизация контура положения при расчете системы в относительных единицах для режима малых перемещений

Режимы малых перемещений не являются типичным для позиционных систем. Регуляторы положения (РП) для режима средних и больших перемещений рассчитываются иначе, чем для режима малых перемещений. Для удобства сравнительной оценки различных настроек позиционной системы перейдем к расчету и оптимизации позиционной системы в относительных единицах.

При выборе базовых значений принимают во внимание следующее:

- в силовой цепи за базовые значения принимают номинальные параметры привода  $U_H, I_H, n_H$ ;

- в системе рассогласования за базовые принимают значения, при которых ОС становятся единичными с учетом того, что в узлах суммарные базовые значения должны быть одни и те же.

$$U_{ЗТ(\delta)} = U_{ДТ(\delta)} = I_H K_{ДТ};$$

$$U_{ЗС(\delta)} = U_{ДС(\delta)} = \Omega_H K_{ДС};$$

$$U_{ЗП(\delta)} = U_{ДП(\delta)} = \theta_\delta K_{ДП}.$$

$$\theta_\delta = \frac{\Omega_H \cdot 1с}{i} - \text{базовое перемещение} - \text{поворот вала исполнительного}$$

двигателя за 1с при вращении со скоростью, равной номинальной  $\Omega_H$ . Произведение  $\Omega_H \cdot 1с$  с учетом коэффициента редукции редуктора

Структурная схема позиционного АЭП в относительных единицах приведена на рисунке 6.9. Сама система осталась 3-х контурной, но мы свернули контур тока.

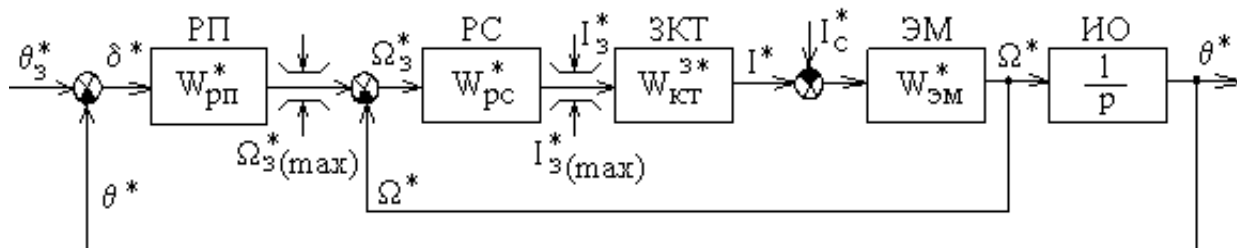


Рисунок 6.9

Передаточная функция в относительных единицах имеет вид

$$W^* = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^*(p)}{U_{\text{ВХ}}^*(p)} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p) U_{\text{ВХ}}(p)}{U_{\text{ВЫХ}}(\delta) U_{\text{ВХ}}(\delta)} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U_{\text{ВХ}}(p)} \cdot \frac{U_{\text{ВХ}}(\delta)}{U_{\text{ВЫХ}}(\delta)} =$$

$$= W(p) \cdot \frac{U_{\text{ВХ}}(\delta)}{U_{\text{ВЫХ}}(\delta)}.$$

С учетом принятых базовых значений получим передаточные функции в относительных единицах

$$W_{\text{ио}}^* = \frac{1}{i \cdot p} \cdot \frac{\Omega_{\text{н}}}{\Omega_{\text{н}} \cdot 1c/i} = \frac{1}{p};$$

$$W_{\text{кт}}^{3*} = \frac{1/K_{\text{дт}}}{T_{\text{т}}p+1} \cdot \frac{I_{\text{н}} \cdot K_{\text{дт}}}{I_{\text{н}}} = \frac{1}{T_{\text{т}}p+1};$$

$$W_{\text{кс}}^{3*} = \frac{1/K_{\text{дс}}}{T_{\text{с}}p+1} \cdot \frac{\Omega_{\text{н}} \cdot K_{\text{дс}}}{\Omega_{\text{н}}} = \frac{1}{T_{\text{с}}p+1}.$$

Структурная схема в относительных единицах контура положения представлена на рисунке 6.10.

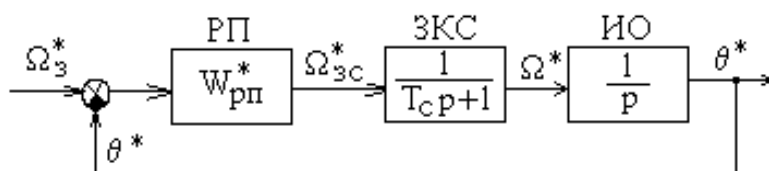


Рисунок 6.10

Оптимизируем контур положения на МО

$$W_{\text{кп}}^{*р} = W_{\text{рп}}^* \cdot \frac{1}{(T_{\text{с}}p+1)} \cdot \frac{1}{p} = \frac{1}{2T_{\text{с}}p(T_{\text{с}}p+1)};$$

$$W_{\text{рп}}^* = \frac{1}{2T_{\text{с}}} = K_{\text{рп}}^*;$$

$$W = W^* \cdot \frac{U_{\text{ВЫХ}}(\delta)}{U_{\text{ВХ}}(\delta)};$$

$$W_{\text{рп}} = W_{\text{рп}}^* \cdot \frac{U_{\text{ВЫХ}}(\delta)}{U_{\text{ВХ}}(\delta)} = W_{\text{рп}}^* \cdot \frac{\Omega_{\text{н}} \cdot K_{\text{дс}}}{\theta_{\delta} \cdot K_{\text{дп}}} = \frac{1}{2T_{\text{с}}} \cdot \frac{\Omega_{\text{н}} \cdot K_{\text{дс}}}{\Omega_{\text{н}} \cdot 1cек/i \cdot K_{\text{дп}}} =$$

$$= K_{рп} = \frac{i}{2T_c} \cdot \frac{K_{дс}}{K_{дп}}.$$

Получим тот же результат, который был получен при оптимизации контура положения при его настройке на МО в абсолютных единицах.

Найдем величину ошибки  $\delta_c^*$ .

$$\Omega^* = 0;$$

$$\delta_c^* K_{рп}^* K_{рс}^* = I_3^* = I_c^*;$$

$$\delta_c^* = \frac{I_c^*}{K_{рп}^* \cdot K_{рс}^*}.$$

## 6.5 Оптимизация контура положения для режима средних перемещений

Наилучшим считается такой процесс отработки средних перемещений, при которой скорость двигателя изменяется по треугольному графику (это позволяет максимально использовать перегрузочную способность двигателя, т.к. он работает только в пусковых и тормозных режимах). Чтобы обеспечить такой процесс отработки, коэффициент регулятора положения должен быть своим для каждого задающего сигнала, т.е.  $K_{рп} = f(\theta_3)$ .

Принимаем упрощающее допущение:  $T_T = 0$  – эквивалентная постоянная времени контура тока, отсюда

$$1) W_{кт}^3 \cong \frac{1/K_{рТ}}{T_T p + 1} \cong \frac{1}{K_{рТ}} - \text{контур тока стал безинерционным};$$

$$2) K_{рс}^{мо} = \frac{C_e \cdot \Phi_n \cdot K_{дт}}{2T_T \cdot R_\Sigma \cdot K_{дс}} = \infty - \text{т.е. при таком регуляторе малейший сигнал}$$

на входе регулятора будет вызывать ограничение, т.е. задание будет на максимальный ток, который тут же будет отработан.

Диаграмма сигналов при отработке средних перемещений представлена на рисунке 6.11.

Будем полагать, что система статическая, но несмотря на то, что  $\delta_c^* \neq 0$  полагаем, что она очень мала и стремится к нулю.

В момент  $t_0$  скачком подается сигнал задания  $\Omega_3^*$  и если он велик, то регулятор положения выходит на ограничение. Сразу же выйдет на ограничение и регулятор скорости, т.к.  $K_{рс} \rightarrow \infty$ , что определяет максимальный сигнал задания на ток, который будет мгновенно отработан, т.к. контур тока является безинерционным. Начинается разгон с постоянным ускорением. В момент времени  $t_1$  регулятор положения (РП) сойдет с ограничения и в дальнейшем его выходной сигнал будет изменяться по закону  $U_{рп}^* = U_{рп}^* = \Omega_3^* = K_{рп}^* (\theta_3^* - \theta^*) = K_{рп}^* \delta^*$ . Двигатель продолжает разгон с тем же  $\delta^*$  ускорением (т.к. заданная скорость больше фактической и РС находится на ограничении того же знака). В момент  $t_2$  заданная скорость будет равна фактической  $\Omega_{3(2)}^* = \Omega_{(2)}^*$ .

В следующие моменты фактическая скорость будет превышать заданную величину, поэтому РС выходит на ограничение этого другого знака, что мгновенно обрабатывается контуром тока. Двигатель переходит в тормозной режим с постоянным

ускорением. Процесс заканчивается в точке  $t_3$ , когда фактическое перемещение станет равным заданному (при условии  $\delta_c = 0$ ).

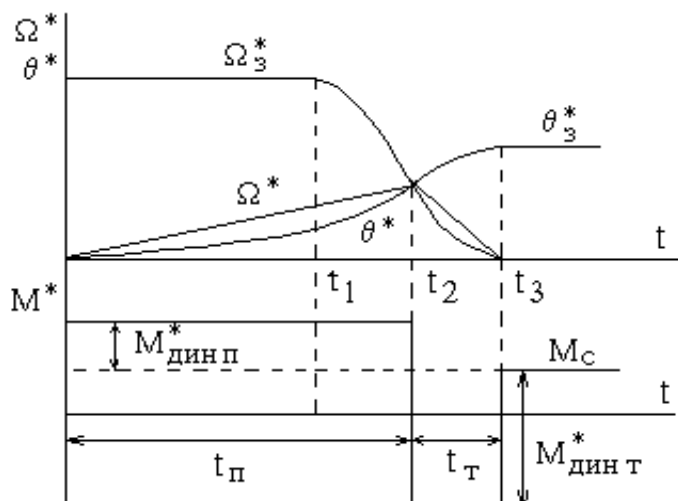


Рисунок 6.11

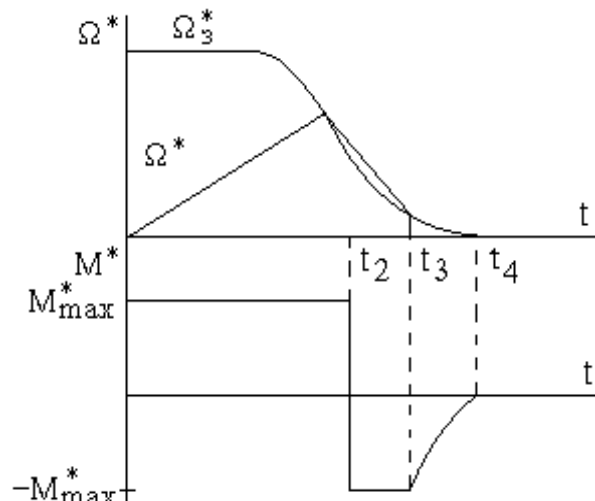


Рисунок 6.12

Целью последующего расчета будет нахождение  $K_{рп} = f(\theta_3)$  – коэффициента регулятора в функции задающего сигнала.

$$t_p = ? \quad M_M - M_C = J \frac{d\Omega}{dt} \rightarrow t_p = \int_0^{\Omega(2)} \frac{J}{M_M - M_C} d\Omega = \frac{J}{M_M - M_C} \Omega(2);$$

$$t_T = ? \quad -M_M - M_C = J \frac{d\Omega}{dt} \rightarrow t_T = -\frac{1}{M_M + M_C} \int_0^{\Omega(2)} d\Omega = \frac{J\Omega(2)}{M_M + M_C};$$

$$t_p + t_T = ? \quad t_p + t_T = J\Omega_2 \left( \frac{1}{M_M - M_C} + \frac{1}{M_M + M_C} \right) = J\Omega_2 \frac{2M_M}{M_M^2 - M_C^2} =$$

$$= \frac{2J\Omega(2)M_M}{M_M^2 - M_C^2}.$$

Найдем величину перемещения при отработке за весь цикл

$$\theta = \theta_3 = \frac{1}{i} \int_0^{t_3} \Omega dt = \frac{1}{i} \int_0^{t_p} \Omega dt + \frac{1}{i} \int_0^{t_T} \Omega dt = \frac{\Omega(2) \cdot t_T}{2i} + \frac{\Omega(2)t_T}{2i} = \frac{\Omega(2)}{2i} (t_p + t_T) =$$

$$= \frac{\Omega(2)}{2i} \cdot \frac{2J \cdot \Omega(2)M_M}{M_M^2 - M_C^2} = \frac{J \cdot \Omega(2)}{i} \cdot \frac{M_M}{M_M^2 - M_C^2}.$$

Перейдем к относительным единицам

$$\theta_3^* = \frac{\theta}{\theta_\delta} = \frac{J\Omega_{(2)}^2 i}{i\Omega_H} \cdot \frac{M_M / M_H^2}{M_M^2 / M_H^2 - M_C^2 / M_H^2} \cdot \frac{\Omega_H}{\Omega_H} = \frac{J\Omega_{(2)}^{*2} \Omega_H}{M_H} \cdot \frac{M_M^*}{M_M^* - M_C^{*2}} =$$

$$= T_M' \Omega_{(2)}^{*2} \cdot \frac{M_M^*}{M_H^{*2} - M_C^{*2}} = \theta_3^*;$$

$$\theta_\delta = \frac{\Omega_H \cdot 1}{i} = T_M'.$$

$J\Omega_H / M_H = T_M'$  – время разгона до  $\Omega_H$  с  $M_H$ .

$$t = \int_0^\Omega \frac{J}{M_{\text{дин}}} d\Omega = \frac{J\Omega}{M_{\text{дин}}},$$

где  $M_{\text{дин}} = J \frac{d\Omega}{dt}$ .

$$t_p / \Omega = \Omega_H = \frac{J\Omega_H}{M_H} = T_M' - \text{время разгона привода до номинальной скорости с}$$

НОМИНАЛЬНЫМ МОМЕНТОМ.

$$T_M' \approx 1 \text{ сек}; \quad T_M = r_a \cdot T_{\text{ам}}.$$

$$\theta_3^* = T_M^* \Omega_{(2)}^{*2} \frac{M_M^*}{M_M^{*2} - M_C^{*2}}.$$

В момент времени  $t_2$   $\Omega_{C3(2)}^* = K_{\text{рп}}^* (\theta_3^* - \theta_{(2)}^*) = \Omega_{(2)}^*$ .

Подставим значение  $\Omega_{(2)}^*$  в выражение величины перемещения при отработке за весь цикл в относительных единицах

$$\theta_3^* = T_M' \left[ K_{\text{рп}}^* (\theta_3^* - \theta_{(2)}^*) \right]^2 \frac{M_M^*}{M_M^{*2} - M_C^{*2}}$$

Отсюда, коэффициент регулятора положения

$$K_{\text{рп}}^* = \sqrt{\frac{1}{T_M' \theta_3^* \left( 1 - \frac{\theta_{(2)}^*}{\theta_3^*} \right)^2} \cdot \frac{M_M^{*2} - M_C^{*2}}{M_M^*}}.$$

$$\frac{\theta_{(2)}^*}{\theta_3^*} = \frac{t_p}{t_p + t_T} = \frac{J\Omega / M_M - M_C}{2J\Omega_{(2)} M_M / M_M^2 - M_C^2} = \frac{M_M + M_C}{2M_M}.$$

Чтобы обеспечить отработку  $\theta_3$  без перерегулирования и дотягивания, т.е. оптимально, коэффициент регулятора  $K_{\text{рп}}$  должен быть разным для разных  $\theta_3$ . При других сигналах задания  $\theta_3$  и неизменном коэффициенте регулятора графика и скорости будут отличаться от треугольного.

Диаграмма сигналов при отработке нового перемещения  $\theta_3^* < \theta_3^*$  представлена на рисунке 6.12.

$$K_{\text{рп}}^{*/'} = \sqrt{2} \cdot K_{\text{рп}}^*.$$

До точки  $t_2$  процесс идет точно так же, как и в предыдущем случае. Сам же момент  $t_2$  наступит раньше.

$$\Omega^* = K_{рп}^* (\theta_3^{*/'} - \theta^*) = \Omega^*_{(2)}.$$

В момент времени  $t_3$  сигналы заданной и фактической скорости вновь будут равны, и регулятор скорости сойдет с ограничения. При большом  $K_{рп}$  примерное равенство  $\Omega_3$  и  $\Omega_{ФАКТ}$  будет соблюдаться на протяжении всего оставленного пути. Момент двигателя при этом снижается и позиционная система доходит до точки  $t_4$  с дотягиванием (будет пульсирующий режим).

В случае  $\theta_3^{*/'} > \theta_3^{/'}$ , перемещение будет обрабатываться с перерегулированием.

С дотягиванием система предпочтительнее, поэтому расчет П-регулятора положения ведут для так называемого настроечного перемещения, которое является максимальным при обработке по треугольной тахограмме (рисунок 6.13).

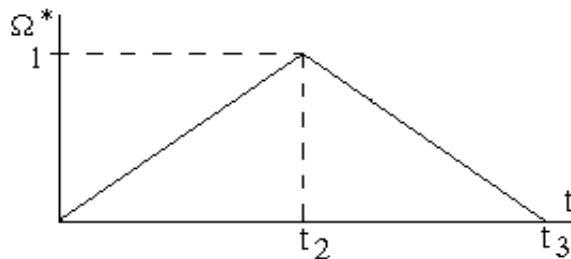


Рисунок 6.13

$$\theta_{3(настр)}^* \Big|_{\Omega_{(2)}=1, M_c=0} = T_M^{/'} \cdot 1 \cdot \frac{M_M^*}{M_M^{*2} - 0^2} = T_M^{/'} / M_M^*.$$

Отсюда, настроечный коэффициент регулятора положения равен

$$K_{рп}^* = 2 \sqrt{\frac{M_M^*}{T_M^{/'}} \cdot \frac{M_M^* + M_c^*}{M_M^* - M_c^*}} = 2 \frac{M_M^*}{T_M^{/'}}.$$

При таком коэффициенте регулятора настроечное перемещение будет отработано оптимально, а все перемещения меньше настроечного будут обрабатываться с дотягиванием.

### 6.5.1 Сравнительная оценка коэффициентов регулятора положения для малого и средних перемещений

Для режима малых перемещений (РМП) при настройке контуров тока, скорости и положения на модульный оптимум

$$T_C = 2T_T, T_T = 2T_\mu, T_\mu = 0,005с.$$

Пусть максимальный момент равен  $M_M^*=2$  и  $T_M^{/'}=1с$ , тогда численное значение коэффициента регулятора положения будет равно

$$K_{рп}^* = 1/2T_C = 1/8 T_\mu = \frac{1}{8 \cdot 0,005} = 25.$$

Для режима средних перемещений

$$K_{рп}^* = 2M_M^*/T_M^{/'} = 2 \cdot \frac{2}{1} = 4.$$

Таким образом, контур положения, оптимизированный для режима малых перемещений, имеет коэффициент значительно больший, чем настроечное значение

коэффициента для режима средних перемещений, поэтому обработка заданий будет, как правило, осуществляться с перерегулированием.

### 6.6 Режим больших перемещений

К большим перемещениям относят перемещения больше настроечного  $\theta_3^* > \theta_{3(НАСТР)}^*$ .

Тахограмма обработки больших перемещений показана на рисунке 6.14. Так как в этом случае торможение начинается при максимальной скорости, равной единице в относительных единицах, поэтому коэффициент регулятора должен быть таким же, как и для настроечного перемещения. Поэтому все перемещения будут происходить оптимально (см. рисунок 6.15).

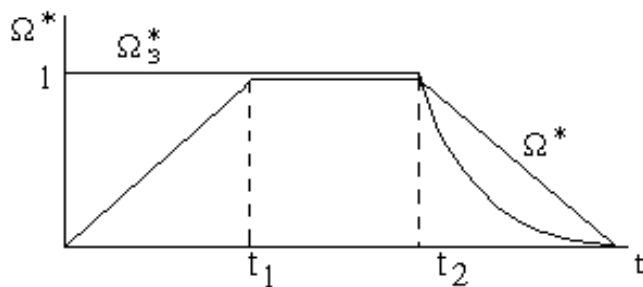


Рисунок 6.14

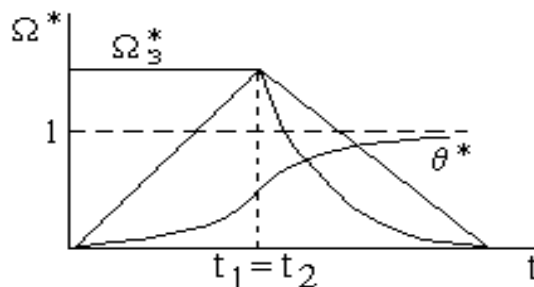


Рисунок 6.15

### 6.7 Применение параболического регулятора положения

Для того чтобы перемещения меньше настроечного, обрабатывались оптимально, регулятор положения должен быть нелинейным. Для подтверждения проанализируем обработку перемещения, меньшего настроечного, которое будет оптимальным (см. рисунок 6.16).

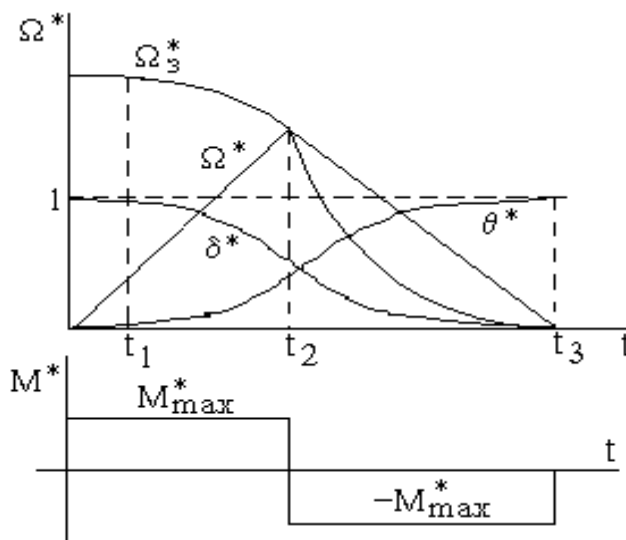


Рисунок 6.16

$$K_{PI}^* = 2 \sqrt{\frac{M_M^*}{T_M / \theta_3^*}}$$

В момент времени  $t \leq t_1$   $U_{PI}^* = 1$ ; в момент времени  $t > t_1$   $U_{PI}^* = K_{PI}^* (\theta_3^* - \theta^*)$ .

$$\text{Тогда } U_{\text{рп}}^* = \sqrt{\frac{4M_M^*}{T_M' \cdot \theta_3^*}} (\theta_3 - \theta)^2 = f(\theta_3, \delta),$$

где  $\delta = \theta_3^* - \theta^*$ .

В момент времени  $t = t_2$ :  $\delta_{(2)} = \theta_3^*/2$ .

$$\text{Тогда } U_{\text{рп}}^* = \sqrt{\frac{2 \cdot 4M_M^*}{T_M' \cdot 2\delta_{(2)}^*}} \cdot \delta_{(2)}^{*2} = \sqrt{\frac{2M_M^* \cdot \delta_{(2)}^*}{T_M'}} = f(\delta_{(2)}^*).$$

Если выходной сигнал регулятора в каждой точке является функцией ошибки, то и в точке, соответствующей моменту времени  $t_2$  выходной сигнал будет также являться функцией этой ошибки. Для этого выходной сигнал должен быть равен

$$U_{\text{рп}}^* = \sqrt{\frac{2M_M^*}{T_M'}} \cdot \delta^*.$$

Такую статическую характеристику имеет параболический регулятор (рисунок 6.17).

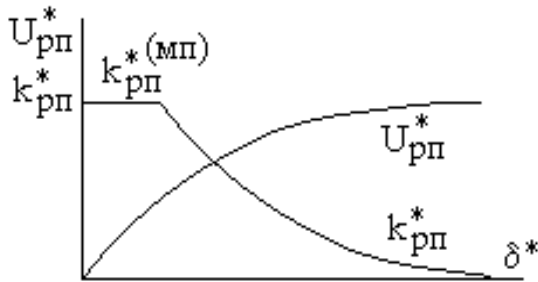


Рисунок 6.17

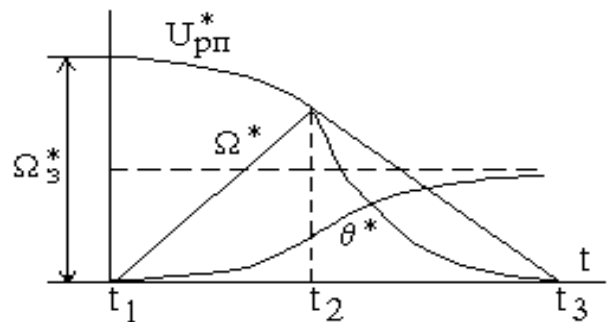


Рисунок 6.18

Найдем коэффициент параболического регулятора

$$K_{\text{рп}}^* = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2M_M^*}{T_M' \cdot \delta^*}}.$$

При  $\delta^* \rightarrow \infty$   $K_{\text{рп}}^* \rightarrow 0$ ; при  $\delta^* \rightarrow 0$   $K_{\text{рп}}^* \rightarrow \infty$ .

Осциллограмма сигналов при отработке заданных перемещений позиционной системой с параболическим регулятором представлена на рисунке 6.18.

$$U_{\text{рп}}^* (\text{нач}) = K_{\text{рп}}^* \cdot \theta_3^* = \sqrt{\frac{2M_M^*}{T_M'}} \cdot \theta_3^* \leq 1;$$

$$\theta_{3(\text{макс})}^* = \frac{T_M'}{2M_M^*}.$$

Сравнивая с настроечным перемещением  $\theta_{3(\text{макс})}^*$  можно сделать вывод, что оптимальность отработки сигналов с параболическим регулятором положения возможно в диапазоне перемещений, вдвое меньше настроечных  $\theta_{3(\text{макс})}^* = \theta_{3(\text{настр})}^*/2$ .

$$\text{В момент времени } t_2 \text{ } U_{\text{рп}}^* = \sqrt{\frac{2M_M^*}{T_M'}} \cdot \delta_{(2)}^* = \frac{U_{\text{рп}}^* (\text{нач})}{\sqrt{2}}.$$



Для общего случая практическая реализация параболического регулятора положения (ПРП) имеет вид, представленный на рисунке 6.19. При практической реализации начальный угол должен быть ограничен коэффициентом, который имеет контур положения в режиме малых перемещений. Реализация такой нелинейной зависимости осуществляется методом кусочно-линейной аппроксимации (рисунок 6.20).

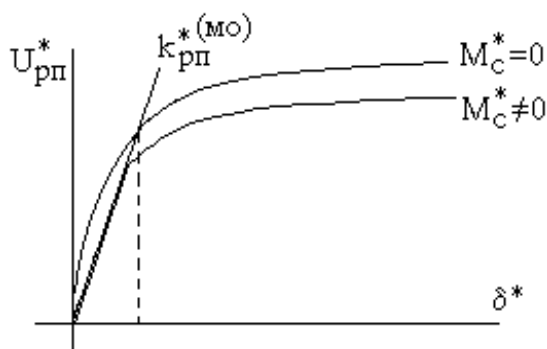


Рисунок 6.19

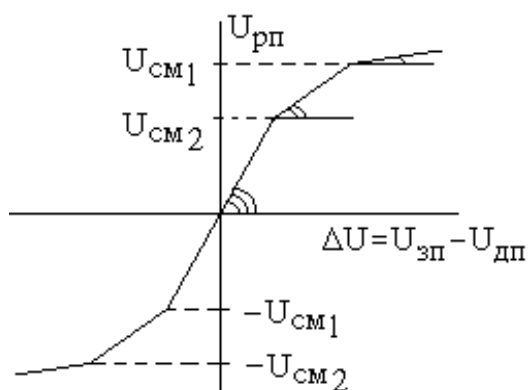


Рисунок 6.20

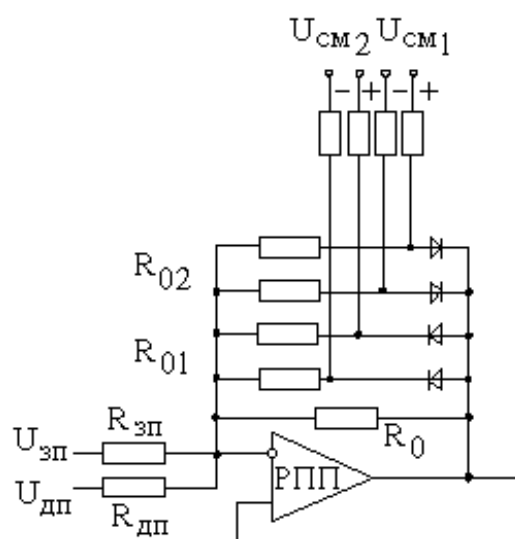


Рисунок 6.21

В соответствии с рисунком 6.21, при реализации ПРП используется принцип смещенных диодов, который включается при достижении сигнала с выхода определенного уровня, и включает параллельно основному резистору  $R_0$  резистор  $R_{01}$ , либо еще  $R_{02}$ .

ПРП позволяет адаптировать (приспособить) позиционную систему, делая оптимальными процессы отработки задающих сигналов, меньших максимального значения.

$$K_0 = R_0/R_{дп}; \quad K_1 = \frac{R_1 \cdot R_0}{R_1 + R_0}; \quad K_2 = \frac{R_0 // R_1 // R_2}{R_{дп}}.$$

## 7 АДАПТИВНЫЕ СИСТЕМЫ АЭП

Объект регулирования в процессе работы меняет свои параметры. Это вызвано нелинейностью характеристик самих объектов, действием возмущений (изменением температуры, напряжения сети, времени, момента нагрузки) и временным старением. Поэтому любая настройка является оптимальной лишь в расчетной точке. Во всех остальных случаях настройка системы отличается от оптимальной. Если изменения параметров небольшие (20-30)%, то это не приводит к существенным изменениям качества и с этим приходится мириться. Если изменения существенные (настройка контура тока в АВК, ТП-ДПТ при переходе из режима непрерывного тока в режим прерывистых токов), приходится изменять параметры регуляторов, либо структуру регулирования для сохранения оптимальной настройки. Системы, в которых реализуется такая функция, называются адаптивными.

Обобщенная структурная схема адаптивного АЭП представлена на рисунке 7.1, где приняты обозначения: БАУ – блок адаптивного управления; БОИ – блок обработки информации; БППР – блок перестройки параметров регулятора.

$$\text{БАУ} = \text{БОИ} + \text{БППР}$$

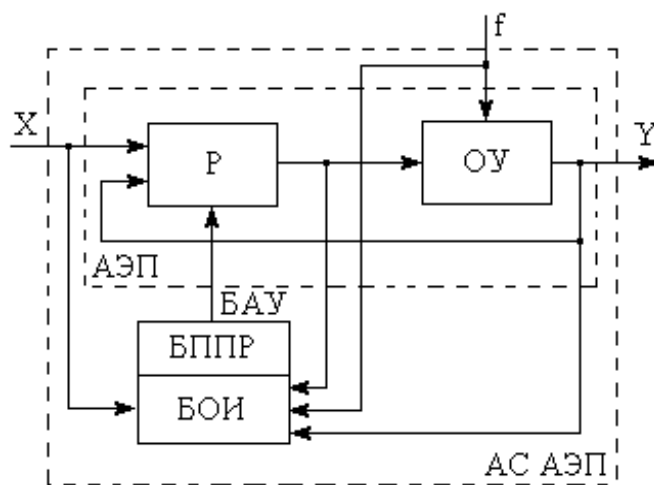


Рисунок 7.1

Основные задачи, решаемые адаптивными системами АЭП

1) При произвольном изменении параметров объекта необходимо так изменять параметры регулятора, чтобы сохранялась оптимальная настройка системы (в этом случае предполагают, что система была оптимизирована, и эта настройка сохранилась бы). Эта задача решается в беспойсковых адаптивных системах.

2) При начальном отсутствии информации о параметрах объекта и воздействие на систему необходимо производить поиск оптимальных режимов работы. Эта задача решается в поисковых адаптивных системах АЭП.

### 7.1 Беспойсковые адаптивные АЭП

Беспойсковые адаптивные системы решают первую задачу сохранения оптимальности настройки системы.

#### 7.1.1 Системы с внутренними обратными связями

Система АЭП с внутренними обратными связями тех элементов, параметры которых меняются (см. рисунок 7.2). На рисунке 7.2 приняты обозначения: ВОС – внутренняя обратная связь; ГОС – главная обратная связь.

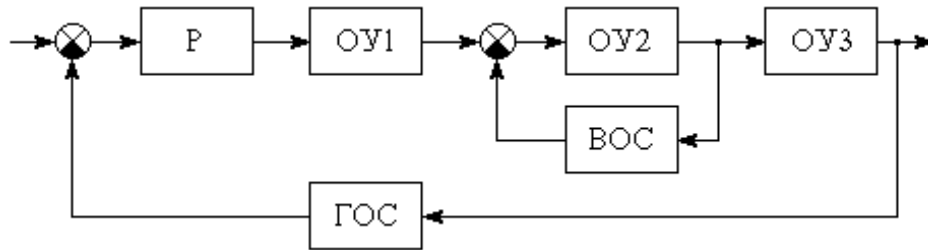


Рисунок 7.2

Обязательным условием работоспособности этой системы является более высокое быстродействие контура внутренней обратной связи по отношению контуру главной обратной связи.

Пример такой системы – система с внутренним контуром напряжения в тиристорном ЭП постоянного тока, с помощью которого линеаризуется характеристика тиристорного преобразователя.

### 7.1.2 Системы с эталонными моделями

Эталонные модели в явном или в неявном видах присутствуют во всех адаптивных системах. В качестве эталонных моделей могут быть использованы модели звена, разомкнутой системы, замкнутой системы. Системы, в которых модели присутствуют в явном виде, называются системами с эталонными моделями. Их структуры представлены на рисунке 7.3а, б, где приняты обозначения:  $W_M$  – модель замкнутой системы;  $W_K$  – корректирующее звено.

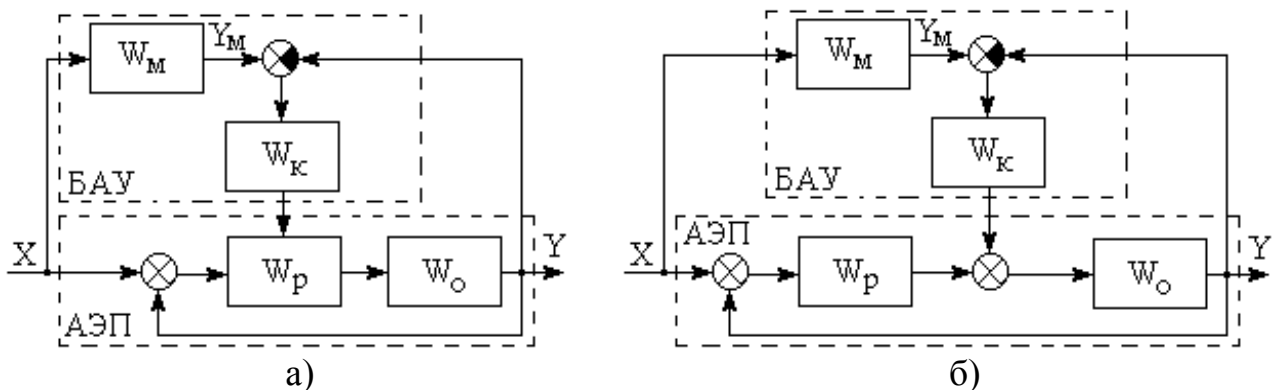


Рисунок 7.3

Вариант б) – случай адаптивной системы с сигнальной самонастройкой. В случае, когда параметры объекта являются расчетными, фактические и желаемые сигналы будут совпадать, и поэтому сигнал с корректирующего звена равен нулю. При изменении параметров в объекте фактический сигнал будет отличаться от желаемого, что будет приводить к формированию сигнала на выходе корректирующего звена, который, алгебраически суммируясь с сигналом регулятора, формирует такое воздействие на объект, при котором фактический сигнал будет приближаться к желаемому.

$$W^{3(АЭП+БАУ)}(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} - \text{передаточная функция замкнутой адаптивной}$$

системы.

$$Y = [(X-Y)W_p + (Y_M - Y)W_K] W_o;$$

$$Y_M = XW_M;$$

$$Y = XW_p W_o - YW_p W_o + XW_M W_K W_o - YW_K W_o;$$

$$Y(1 + W_p W_o + W_K W_o) = X(W_p W_o + W_M W_K W_o);$$

$$\frac{Y}{X} = \frac{W_p W_o + W_M W_K W_o}{1 + W_p W_o + W_K W_o} = \frac{W_p W_o / W_K + W_M W_o}{1/W_K + W_p W_o / W_K + W_o} \approx \frac{W_M W_o}{W_o} = W_M,$$

$$W_K = K_K \rightarrow \infty.$$

Передаточная функция такой замкнутой системы независимо от изменения параметров объекта стремится к передаточной функции модели, поэтому переходные процессы по управляющему воздействию  $X$  будут оптимальными и стабилизированными, т.е. не будут изменяться при изменении параметров объекта. Такую сигнальную настройку применяют в системах АВК для сохранения оптимальной настройки в контуре тока при изменении скорости.

Достоинство – простая техническая реализация (пассивный фильтр с операционным усилителем).

Недостатки:

- применяется только для небольших изменений параметров в объекте (20-30-40)%;
- такие системы обеспечивают оптимальность настройки только по задающему сигналу, по возмущающему воздействию система оптимальность не обеспечивает.

### 7.1.3 Системы с самонастройкой

Адаптивная система с самонастройкой по значению амплитудной характеристики на частоте среза представлена на рисунке 7.4, где приняты обозначения:  $W_M$  – передаточная функция модели разомкнутой системы;  $\Phi$  – узкополосные фильтры, выделяющие сигнал тестовой частоты (см. рисунок 7.5); ВМ – выявитель модуля;  $K$  – корректирующее звено (интегратор).

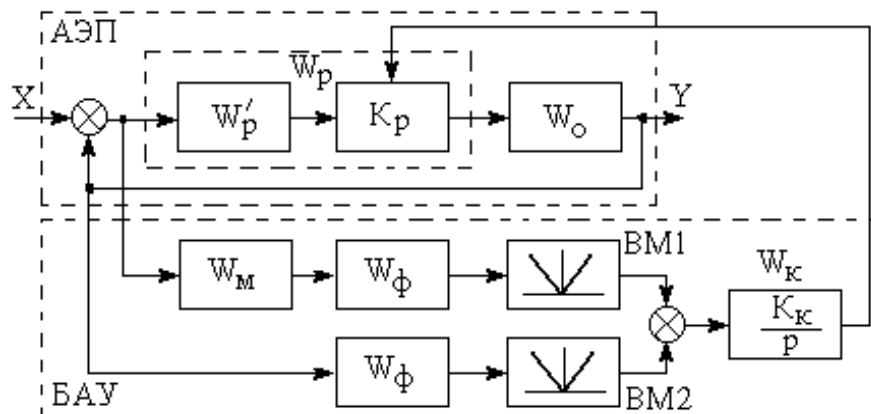


Рисунок 7.4

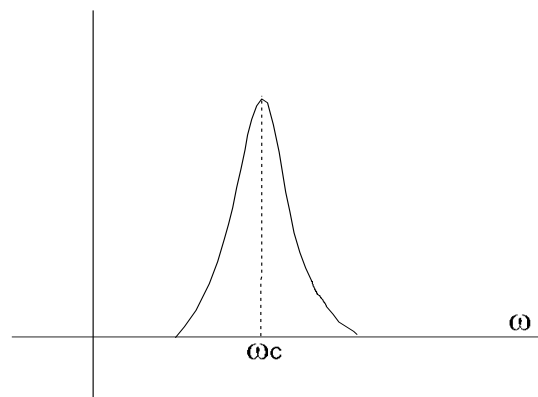


Рисунок 7.5

Входной сигнал описывается уравнением

$$X = U_y + U_0 \sin \omega_0 t,$$

где  $U_y$  – полезный сигнал;

$U_0 \sin \omega_0 t$  – готовый сигнал малой амплитуды  $U_0$  ( $U_0$  берется в виде доли процента от величины полезного сигнала  $U_0 = 10^{-4} - 10^{-5} U_y$ );

$\omega_0 = \omega_c$  – тестовая частота (частота среза).

Если система работает в расчетной точке, то сигналы с модели и фактический сигнал равны. Поэтому на вход корректирующего звена поступает ноль, что определяет расчетный коэффициент усиления у регулятора. Если коэффициент в объекте уменьшился, то фактический выходной сигнал  $Y$  стал меньше  $Y_{\text{модели}}$ , на входе корректирующего звена появляется положительный сигнал, который должен вызвать увеличение коэффициента усиления у регулятора. Увеличение коэффициента регулятора будет идти до тех пор, пока фактический сигнал не будет равен сигналу с модели. В этом случае на входе корректирующего звена будет опять ноль, а на выходе будет сигнал, который соответствует новому значению коэффициента регулятора. Корректирующее звено интегрального типа и обладает свойством памяти.

Выявители модуля предназначены для выпрямления сигналов малой амплитуды без потери информации. Принципиальная схема выявителя модуля представлена на рисунке 7.6.

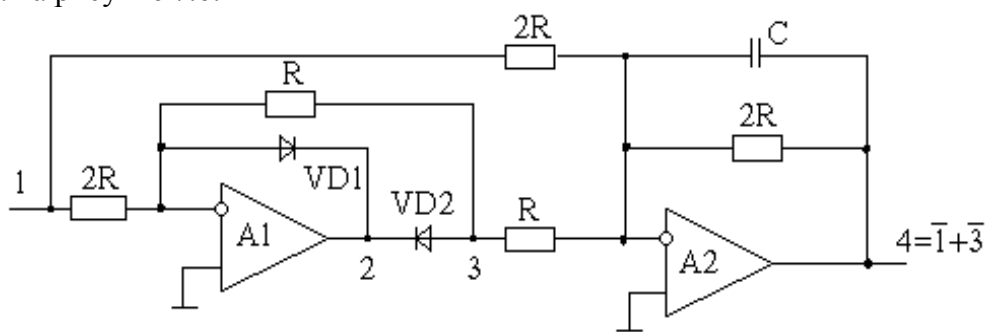


Рисунок 7.6

$$Y = X + 2Y_1.$$

Диаграммы сигналов выявителя модуля представлены на рисунке 7.7.

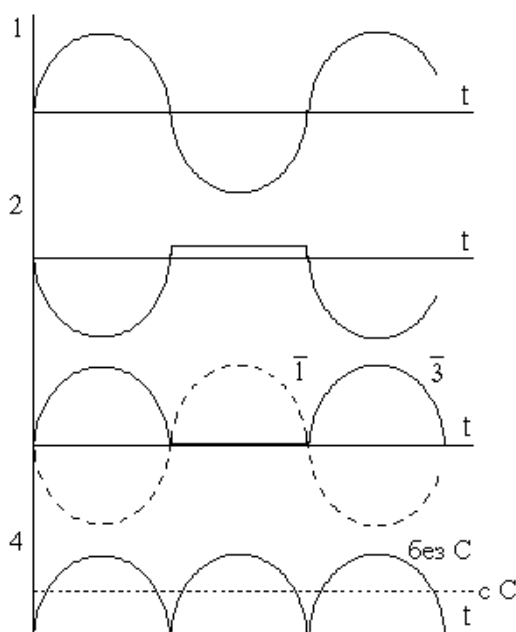


Рисунок 7.7

Согласно рисунку 7.7, охватом ООС цепи, включающей диод  $VD_2$ , сделали этот узел линейным для входного сигнала положительной полярности. При отрицательном входном сигнале  $X$ ,  $Y_1=0$ , т.к. на выходе ОУ в этом случае формируется положительное напряжение, при котором диод  $VD_2$  не пропускает, а для ограничения обратного тока диода  $VD_2$ , выход операционного усилителя  $A_1$  ограничен напряжением на диоде  $VD_1$ . Емкость в ОС  $A_2$  позволяет сгладить выходной сигнал  $Y$ .

### 7.1.4 Системы с переключающейся структурой регуляторов

В системе АЭП используют типовые настройки (на СО, МО) контуров регулирования, определяющие статические и динамические свойства системы.

Вид частотной характеристики, частота среза определяют характер переходных процессов (быстродействие, перерегулирование и т.д.). Если при изменении параметров в объекте так изменять параметры регуляторов, чтобы вид частотных характеристик не изменился, то переходные процессы будут инвариантны при изменении параметров объекта.

Если в объекте изменился только коэффициент усиления, то ЛАЧХ разомкнутого контура либо поднимается, либо опускается, не изменяя своей формы (см. рисунок 7.8). Оценить изменение ЛАЧХ можно, контролируя коэффициент усиления на какой-то частоте  $\omega_0$  (тестовой частоте). Обычно в качестве тестовой частоты берут  $\omega_{среза}$ , оптимизированного на расчетный оптимум контура системы.

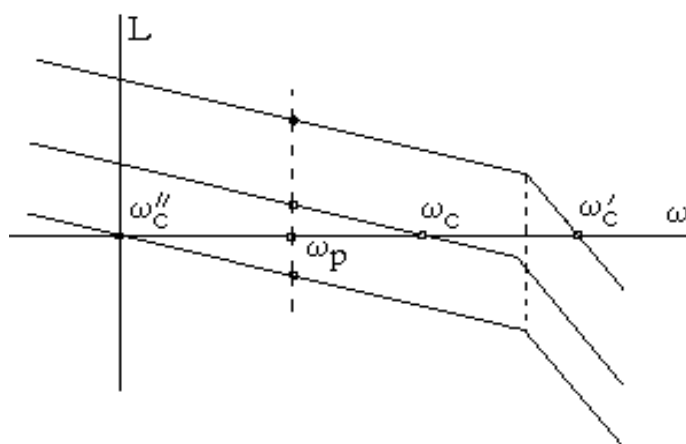


Рисунок 7.8

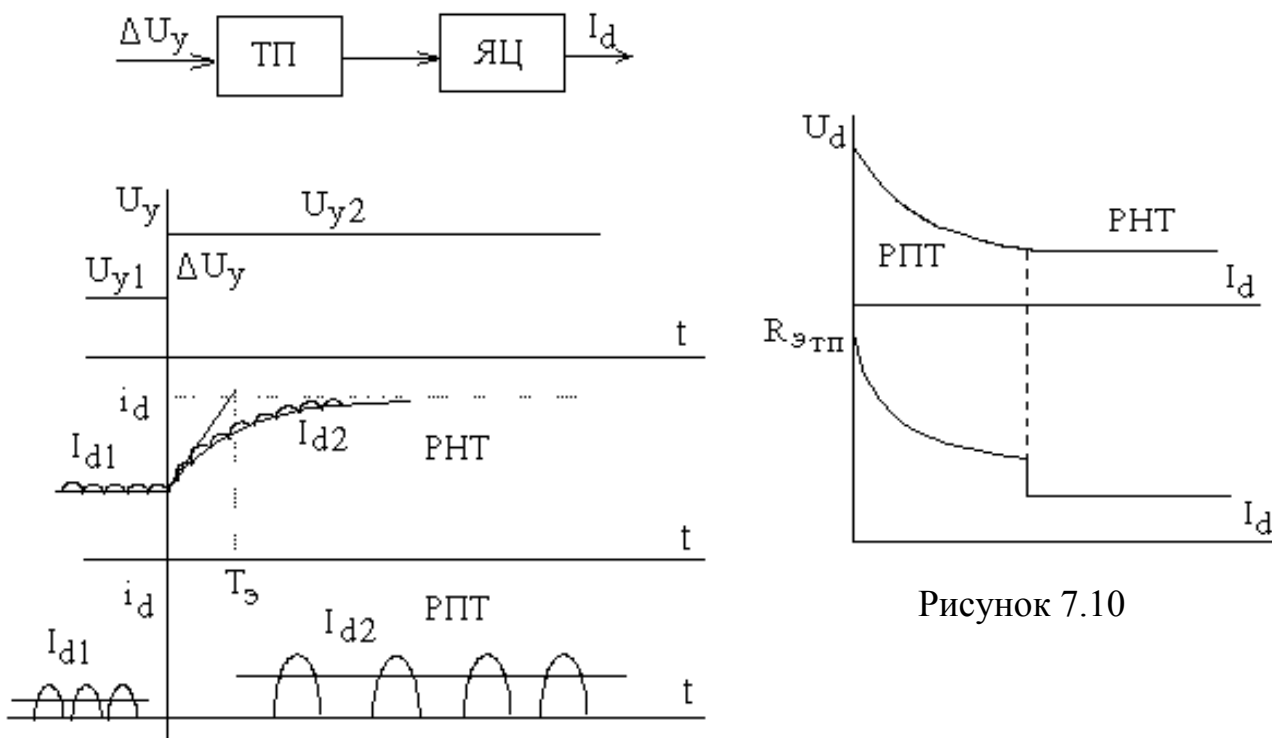


Рисунок 7.10

Рисунок 7.9

Если параметры объекта существенно, то меняются

оптимальность переходных процессов может быть получена за счет изменения структуры регуляторов, а в некоторых случаях за счет изменения всей структуры регулирования. Существенное изменение параметров в системе АЭП постоянного тока имеет место при изменении режима работы тиристорного преобразователя (согласно рисунку 7.9, при переходе из режима непрерывного тока в режимы прерывистого тока).

Из осциллограмм видно, что при одних и тех же приращениях входного сигнала в режиме непрерывного тока (РНТ)  $\Delta I$  больше, но выход на новое значение тока идет по экспоненте с постоянной времени  $T_{\Delta}$ . В режиме прерывистого тока (РПТ)  $\Delta I'_{\Delta 1} = I'_{\Delta 2} - I'_{\Delta}$ , будет меньше по уровню, но ток выходит на этот уровень практически мгновенно (см. рисунок 7.10).

$$R'_{\text{ТП (РПТ)}} \gg R'_{\text{ТП (РНТ)}} \Rightarrow T_{\Delta} \rightarrow 0.$$

Если система АЭП была одноконтурной, то уменьшение коэффициента в звеньях ТП-ЯЦ будет вызывать уменьшение коэффициента в системе и приводить к более демпфированным переходным процессам, но система остается работоспособной. Если привод многоконтурный, то это вызывает снижение быстродействия в контуре тока и потере работоспособности системы в целом.

Проанализируем работу контура тока якоря с регулятором тока, рассчитанным для режима непрерывного тока при переходе ТП в режим прерывистых токов. Структурная схема контура тока в режиме непрерывного тока представлена на рисунке 7.11.

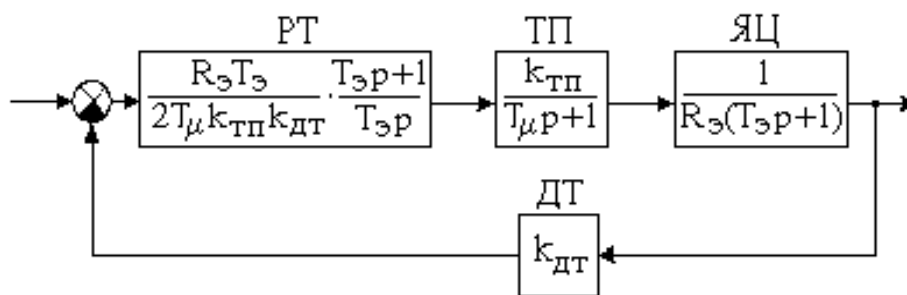


Рисунок 7.11

$$W_{\text{РТ}} = k_{\text{КТ}} \frac{T_{\Delta} p + 1}{T_{\Delta} p};$$

$$k_{\text{РТ}} = \frac{R_{\Delta} T_{\Delta}}{2 T_{\mu} k_{\text{ТП}} k_{\text{ДТ}}};$$

$$W_{\text{ЯЦ}}^{\text{РНТ}}(p) = \frac{1}{R_{\Delta} (T_{\Delta} p + 1)};$$

$$W_{\text{ЯЦ}}^{\text{РПТ}}(p) = \frac{1}{R'_{\Delta}};$$

$$W_{\text{РТ}} = k_{\text{КТ}} \cdot \frac{T_{\Delta} p + 1}{T_{\Delta} p};$$

$$W_{\text{КТ}}^{\text{Р}}(p) = \frac{R_{\Delta} T_{\Delta}}{2 T_{\mu} k_{\text{ТП}} k_{\text{ДТ}}} \cdot \frac{T_{\Delta} p + 1}{T_{\Delta} p} \cdot \frac{k_{\text{ТП}}}{T_{\mu} p + 1} \cdot \frac{1}{R'_{\Delta}} \cdot k_{\text{ДТ}} = \frac{R_{\Delta} (T_{\Delta} p + 1)}{2 T_{\mu} R'_{\Delta} p (T_{\mu} p + 1)}.$$

ЛАЧХ контура тока в режиме непрерывного и прерывистого токов представлена на рисунке 7.12.

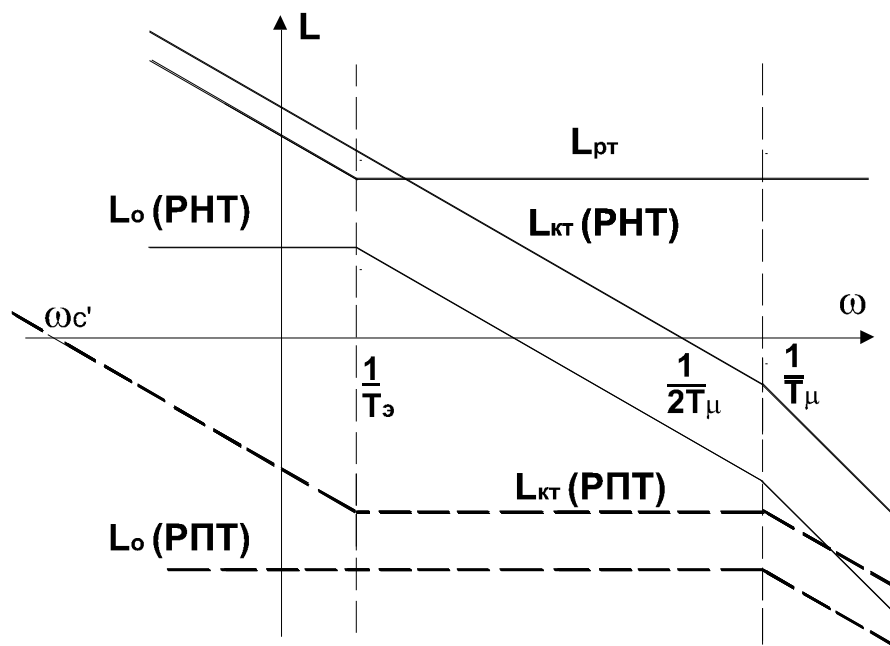


Рисунок 7.12

При  $\omega < 1/T_3$

$$W_{KT}^p(p) = \frac{R_3}{2T_\mu R_3' p} = \frac{1}{Tp} \text{ — интегрирующее звено,}$$

$$\text{где } T = 2T_\mu \frac{R_3}{R_3'}.$$

$$\omega_c' = \frac{1}{T} = \frac{1}{2T_\mu} \cdot \frac{R_3}{R_3'} = \omega_c \cdot \frac{R_3}{R_3'}.$$

При увеличении  $R_3'$  частота среза смещается в область более низких частот.

$$W_{KT}^{3(pHT)}(p) = \frac{\frac{1}{k_{дТ}}}{2T_\mu p + 1} = \frac{\frac{1}{k_{дТ}}}{\frac{1}{\omega_c} p + 1};$$

$$W_{KT}^{3(pPT)}(p) \cong \frac{\frac{1}{k_{дТ}}}{\frac{1}{\omega_c'} p + 1}.$$

С переходом тиристорного преобразователя в режим прерывистых токов контур тока становится более инерционным.

Структурная схема контура тока в режиме прерывистого тока представлена на рисунке 7.13.



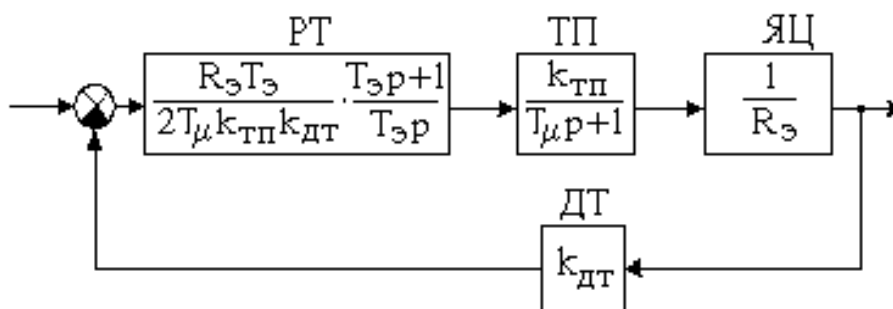


Рисунок 7.13

В режиме непрерывных токов

$$\text{МО: } W_{\text{pc}} = k_{\text{pc}} = \frac{C_{\text{е}}\Phi_{\text{н}}T_{\text{м}}k_{\text{дт}}}{2T_{\text{т}}k_{\text{дс}}R_{\text{э}}};$$

$$\text{СО: } W_{\text{pc}} = k_{\text{pc}} = \frac{4T_{\text{т}}p+1}{4T_{\text{т}}p}.$$

В режиме прерывистых токов

$$W_{\text{пт}} = \frac{R_{\text{э}}'J}{C_{\text{е}}C_{\text{м}}\Phi_{\text{н}}^2};$$

При настройке на МО

$$W_{\text{кc}}^{\text{р}}(p) = \frac{C_{\text{е}}\Phi_{\text{н}}T_{\text{м}}k_{\text{дт}}}{2T_{\text{т}}k_{\text{дс}}R_{\text{э}}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{\omega_{\text{с}}}p+1} \cdot \frac{R_{\text{э}}'C_{\text{м}}\Phi_{\text{н}}}{R_{\text{э}}'Jp} k_{\text{дс}} \frac{R_{\text{э}}C_{\text{м}}C_{\text{е}}}{R_{\text{э}}C_{\text{м}}C_{\text{е}}} = \frac{1}{2T_{\text{т}}p(\frac{1}{\omega_{\text{с}}}p+1)}$$

При настройке на МО ЛАЧХ контура скорости представлена на рисунке 7.14.

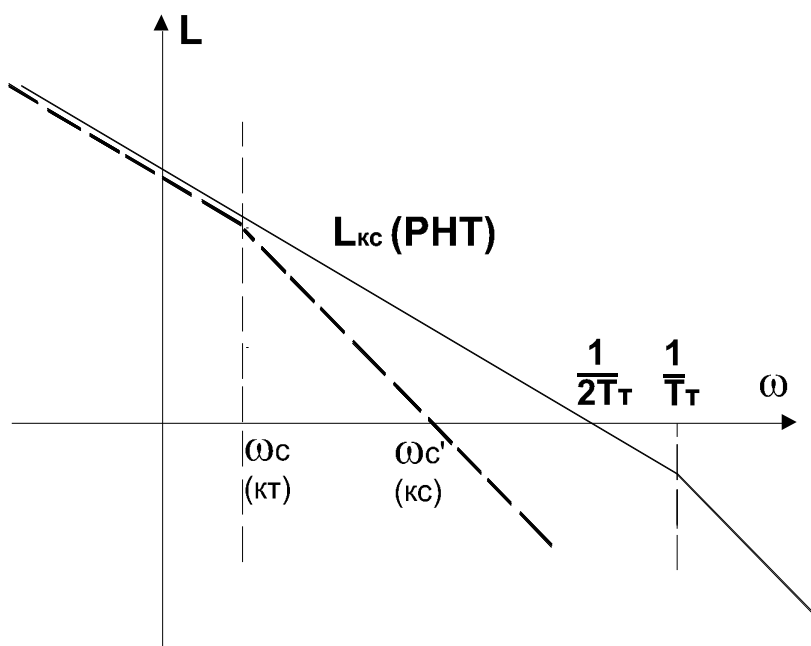


Рисунок 7.14

Так как частота среза разомкнутого контура скорости приходится на участок ЛАЧХ с наклоном  $-40\text{дБ/дек}$ , то контур скорости теряет работоспособность (т.е. становится неустойчивым).

При настройке на СО ЛАЧХ контура скорости представлена на рисунке 7.15.

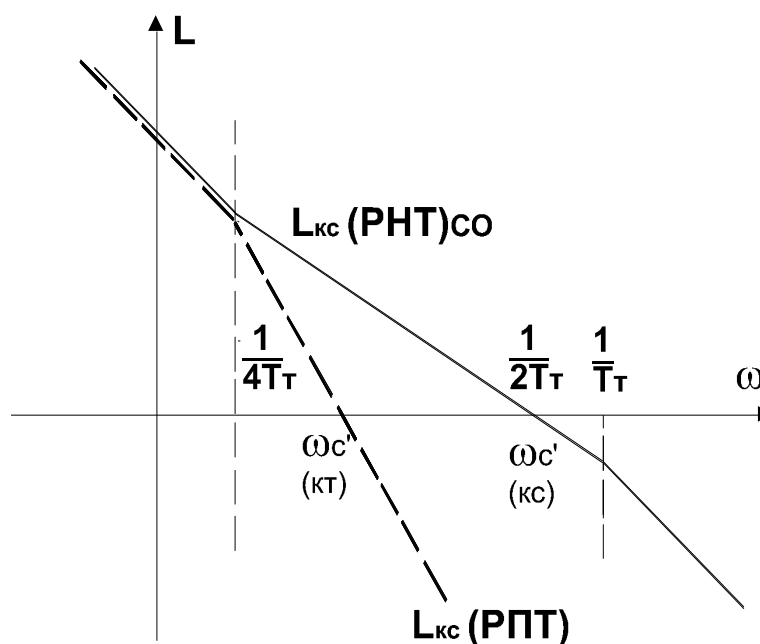


Рисунок 7.15

В данном случае контур скорости становится еще более неустойчивым, так как частота среза приходится на участок с наклоном  $-60\text{дБ/дек}$ .

Для обеспечения оптимальной настройки системы как в РНТ, так и в РПТ, необходимо одновременно с изменением режима работы преобразователя изменять структуру регулятора тока.

#### 7.1.4.1 Оптимизация контура тока в режиме прерывистого тока

Структурная схема контура тока в режиме прерывистого тока представлена на рисунке 7.13.

$$\text{МО: } W_{\text{кт}}^p(p) = W_{\text{рт}} \cdot \frac{k_{\text{тп}}}{T_{\mu}p + 1} \cdot \frac{1}{R_{\text{э}}'} \cdot k_{\text{дт}} = \frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p + 1)};$$

$$W_{\text{рт}}(p) = k_{\text{кт}} \cdot \frac{R_{\text{э}}'}{2T_{\mu}k_{\text{тп}}k_{\text{дт}}p} = \frac{1}{T_{\text{и}}p},$$

$$\text{где } T_{\text{и}} = \frac{2T_{\mu}k_{\text{тп}}k_{\text{дт}}}{R_{\text{э}}'} = f(R_{\text{э}}').$$

Получили интегральный регулятор тока.

1) При переходе в режим прерывистых токов регулятор тока должен изменить структуру (вместо ПИ он должен стать И-типа).

2) По мере изменения  $R_{\text{э}}'$  должна изменяться и  $T_{\text{и}}$  регулятора.

### 7.1.4.2 Техническая реализация адаптивного регулятора тока

Техническая реализация адаптивного регулятора тока представлена на рисунке 7.16, где приняты обозначения: ДНТ – датчик нуля тока; БУР – блок управления регулятором; К1, К2 – полевые транзисторы.

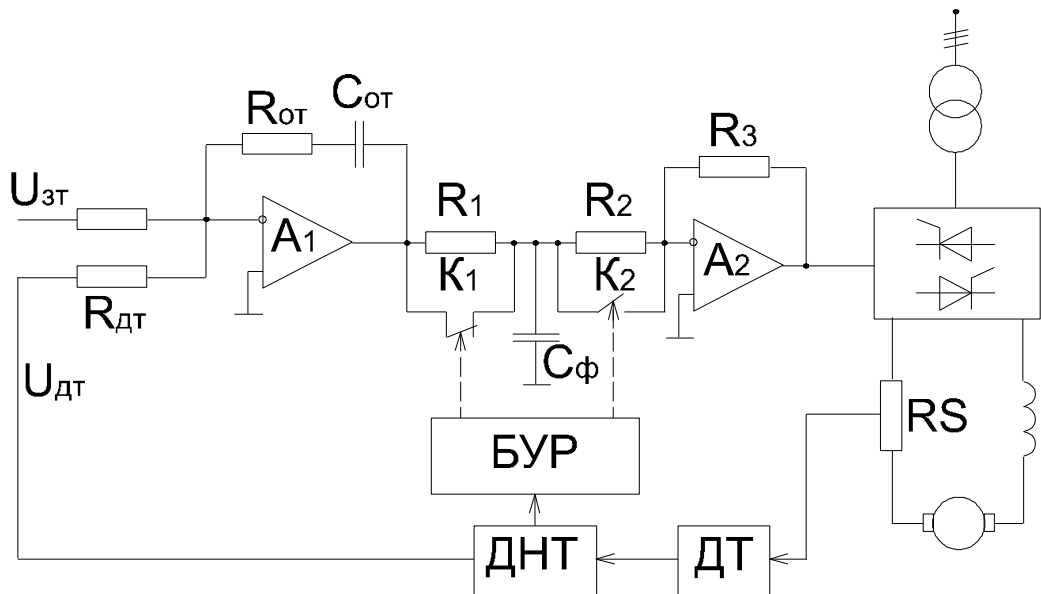


Рисунок 7.16

БУР управляет состоянием ключей К1 и К2, с помощью которых изменяет структуру регулятора (может реализовать П или ПИ-регулятор).

$$\text{РНТ: } W_{\text{рТ}}(p) = k_1 \cdot \frac{T_{\text{изР}}p + 1}{T_{\text{изР}}} \cdot \frac{1}{T_{\text{ф}}p + 1} \cdot k_3 \cong k_1 \frac{T_{\text{изР}}p + 1}{T_{\text{изР}}};$$

$$\text{РПТ: } W_{\text{рТ}}(p) = k_1 \cdot \frac{T_{\text{изР}}p + 1}{T_{\text{изР}}} \cdot \frac{1}{T_{\text{ф}}p + 1} \cdot k_{3(\text{э})} \cong \frac{k_1 k_{3(\text{э})}}{T_{\text{изР}}} = \frac{1}{T_{\text{изР}}}.$$

Получили регулятор И-типа, постоянная времени которого  $T_{\text{из}}$  уменьшается с уменьшением тока, что требуется для оптимальной настройки контура тока в режиме прерывистых токов.

Еще одним способом построения адаптивного контура тока является включение нелинейного звена в контур тока, последовательно с регулятором тока, коэффициент передачи которого изменяется обратно пропорционально изменению коэффициенту передачи цепи ТП-ЯЦ. Благодаря этому коэффициент в контуре тока остается неизменным, что и определяет неизменность переходных процессов и в РНТ, и в РПТ.

Структурная схема адаптивного регулятора тока в БТУ представлена на рисунке 7.17. ЛАЧХ контура тока в режиме РПТ с адаптивным регулятором тока и без НЭ и ФПЕ представлена на рисунке 7.18.

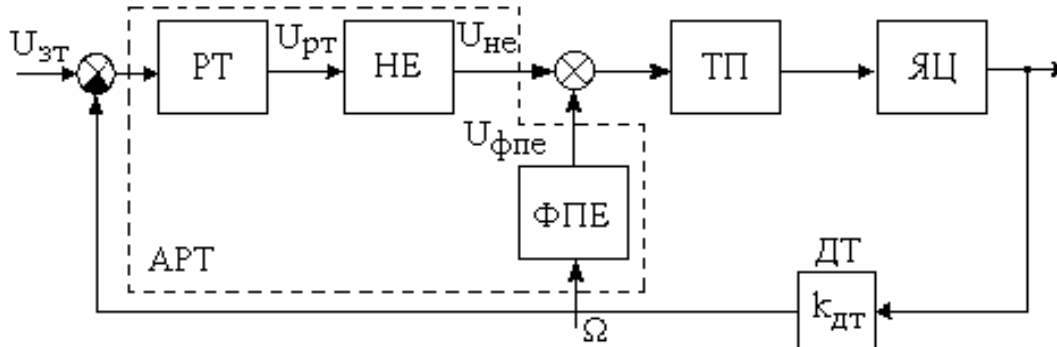


Рисунок 7.17

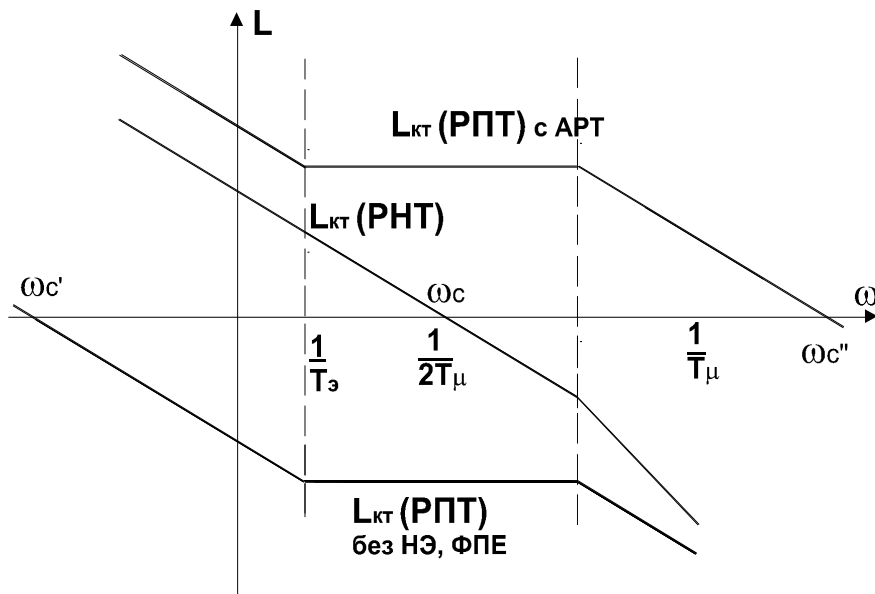


Рисунок 7.18

В режиме прерывистых токов у НЭ коэффициент  $k_{НЭ}$  значительно больше, чем в режиме непрерывных токов.

Для выделения зоны прерывистых токов в электроприводе на базе БТУ используется положительная обратная связь по ЭДС, которая поступает в систему через ФПЕ. В режиме идеального холостого хода на выходе РТ должен быть нулевой сигнал и все напряжения преобразователя формируются только благодаря сигналу  $U_{ФПЕ}$  благодаря этому выделяется зона прерывистых токов.

Еще одним способом адаптации контура тока к режиму прерывистых токов является охват обратной связью по напряжению тиристорного преобразователя. В режиме прерывистых токов у преобразователя нелинейная регулировочная характеристика, а благодаря охвату обратной связью по напряжению мы это звено линеаризуем.

В этом случае классические системы однозонного ЭП с подчиненным регулированием становятся трехконтурными.

## 7.2 Особенности поисковых адаптивных АЭП

Поисковые адаптивные системы выполняют оптимизацию с принятыми критериями качества. В них организуется режим поисковых изменений параметров и фиксируется те параметры, при которых достигаются экстремальные значения показателя качества. Поэтому для работы таких систем необходимы экстремальные показатели (рисунок 7.19).

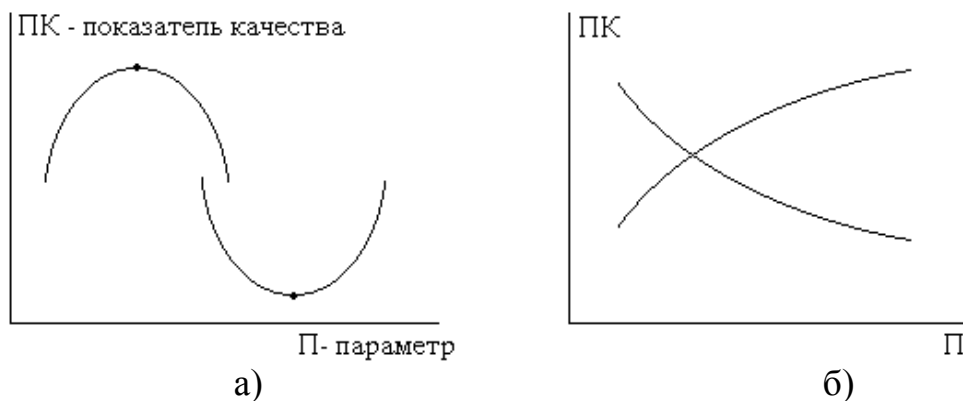


Рисунок 7.19

Блок-схема адаптивной системы представлена на рисунке 7.20, где приняты обозначения: БАУ – блок адаптивного управления; БО – блок оценки принятого показателя качества (включает контрольно-измерительную аппаратуру и функциональное устройство, состав которых зависит от принятого показателя качества); БОД – блок организации движений (включает устройства, выполняющие пробные изменения параметров регулятора, устройства оценки изменений параметров качества, устройства, вырабатывающие сигналы для нужного изменения параметров); БР – блок регуляторов (включает в себя регуляторы, необходимые для адаптации).

Поисковая адаптивная система – самонастраивающаяся или самообучающаяся система АЭП.

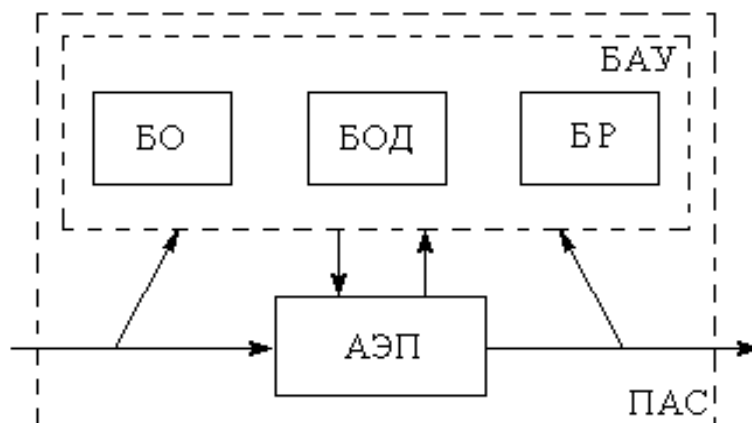


Рисунок 7.20

## 8 КОМПЛЕКТНЫЙ ТИРИСТОРНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД НА БАЗЕ БТУ 3601

### 8.1 Общие сведения о системе

БТУ 3601 – “узкая” серия преобразователей БТУ, ориентированная на работу с высокомоментными двигателями. В преобразователь БТУ входят: реверсивная мостовая силовая схема, система управления этим преобразователем и система регулирования электропривода.

Особенности БТУ 3601:

- управление комплектами раздельное;
- СИФУ одно на два комплекта, но по этой причине на входе СИФУ ставят переключатель характеристик;
- устройство логическое, позиционного типа, контроль нуля тока косвенный, с помощью датчика проводимости вентиляей.

Структура условного обозначения типоразмеров устройства БТУ представлена на рисунке 8.1.

### 8.2 Тиристорный преобразователь

#### 8.2.1 Силовая часть

Функциональная схема электропривода на базе преобразователя БТУ 3601 представлена на рисунке 8.2.

Система регулирования двухконтурная, с подчиненным регулированием. Внутренний контур – это контур тока с адаптивным регулятором. Внешний контур скорости имеет узел зависимого токоограничения, чтобы максимально использовать возможности высокомоментных двигателей.

Узел защиты и блокировки осуществляет:

- максимальную токовую защиту;
- защиту от перегрузки по току (тепловая защита);
- защиту при снижении напряжения в питающей сети.

Кроме защит УЗ и Б осуществляет блокировку с помощью контактного сигнала, который поступает из системы электроавтоматики механизма (при отсутствии этого сигнала (деблокировки) регуляторы зашунтированы, управляющие импульсы сняты).

#### 8.2.2 СИФУ

СИФУ – многоконтурная (трехканальная), синхронная, с пилообразным опорным напряжением и вертикальным принципом управления.

В каждом канале СИФУ формируются управляющие импульсы на тиристоры одной фазы.

В соответствии с рисунком 8.4, канал СИФУ состоит из фильтра, пороговых элементов (первого и второго), формирователя синхронизирующего импульса, нуля органа, формирователя длительности импульсов, распределителя импульсов.

Фильтр (Ф) – предназначен для фильтрации синхронизирующего напряжения и для сдвига этого напряжения на заданный угол (обычно на  $30^0$  или  $60^0$ ) с таким расчетом, чтобы начало опорного напряжения совпадало с точкой естественной коммутации (см. рисунок 8.5).

Пороговый элемент (ПЭ) – преобразует синусоидальный сигнал в логический, формируя разрешенные зоны для выдачи управляющих импульсов на тиристоры.

Формирователь синхронизирующего импульса (ФСИ) – предназначен для формирования синхроимпульсов, срывающих интегрирование в ГПН. Синхроимпульсы формируются два раза за период в точках естественной коммутации.

Генератор пилообразного напряжения (ГПН) – формирует опорное напряжение и построен на базе интегратора.

Ноль орган (НО) – фиксирует момент равенства опорного и управляющего напряжения. Так как  $U_{оп}$  всегда положительно, то  $U_y^*$  должно быть только отрицательным ( $-1 \div -9$  В).

Формирователь длительности импульсов (ФДИ) – формирует управляющий импульс заданной длительности ( $7 \div 10$  эл. град).

Распределитель импульсов (РИ) – распределяет сформированные управляющие импульсы на фазный и противофазный вентили данной фазы.

Объединение выходов логических элементов ФСИ возможно только в тех случаях, когда выходные каскады элементов пассивные или имеют коллекторный выход (в данном случае открытый коллекторный выход).

НО представляет из себя операционный усилитель без обратной связи. Диоды V9 и V10 служат для защиты от перегрузок входа. R19 служит приведения отрицательного сигнала НО к нулевому логическому. Нулевым сигналом НО переключается RS-триггер и в контрольной точке (8) формируется логический ноль. Возврат триггера в исходное состояние осуществляется синхронизирующим импульсом, т.е. в момент начала очередной пилы.

ФДИ – одновибратор, построенный на транзисторе V6 открыт (протекает базовый ток через R10), C2 заряжен, плюс слева. При формировании нуля в контрольной точке (8) V6 закрывается и остается закрытым, пока не разрядится конденсатор C2. V7 служит для защиты базы от обратного напряжения. Снятие управляющих импульсов осуществляется подачей сигнала от УЗ и Б. Можно запретить подачу управляющих импульсов нулевым сигналом на входе RS-триггера.

На входе СИФУ включен управляющий орган и переключатель характеристик (ПХ) (см. рисунок 8.6).

ПХ предназначен для согласования разнополярного сигнала с системы регулирования (АРТ) с однополярной входной характеристикой СИФУ (на вход СИФУ подаются только отрицательный сигнал). В установившемся статическом режиме на выходе ПХ только отрицательные сигналы, положительные могут быть только в динамических режимах (показаны пунктиром). ПХ построен на операционном усилителе и транзисторном модуле на входе, и обеспечивает передачу сигнала с инверсией или без неё. При запрете работы ключи В и Н открыты. На входе ОУ нулевой входной сигнал, на выходе тоже ноль. Когда закрыт ключ В, входной управляющий сигнал  $U_y$  поступает на инвертирующий вход А1 (коэффициент передачи  $k = -1$ ). Когда закрыт ключ Н сигнал управления поступает на неинвертирующий вход через делитель R2-R13 с коэффициентом 1/3 и усиливается в три раза операционным усилителем ( $k = 1$ ).

Управляющий орган (УО) – служит для ограничения сигнала управления в диапазоне, который определяет минимальный и максимальный сигнал управления ( $\alpha_{min}$  соответствует  $U_y^* = -1$ В;  $\alpha_{max}$  соответствует  $U_y^* = -9$ В). Так же служит для установки начального угла управления ( $\alpha_0 = 120^\circ$ ).

Усилитель импульсов (УИ) – ключевой усилитель на составных транзисторах (6 штук). В преобразователе установлено 12 узлов импульсных трансформаторов (по количеству тиристоров) (см. рисунок 8.3). С усилителя импульсов сигналы поступают на обе группы тиристоров, но в каждый момент времени работает та группа, которая

сигналом с логического устройства ключами Н1 и В1 подключена к источнику питания –12В.

Назначение импульсного трансформатора – для гальванической развязки системы управления и силовой схемы, и для усиления по току.

Резистор 8100 Ом в первичной обмотке служит для ограничения тока:

$$I_{\max} = 24 \text{ В} / 100 \text{ Ом} = 0,24 \text{ А}.$$

Обычно этот резистор защищает транзисторные ключи.

Шунтирующий первичную обмотку диод защищает от перенапряжения транзисторные ключи как усилителей, так и В1 и Н1. Диод, находящийся ниже, предназначен для развязки узлов импульсного трансформатора одной группы. Диод во вторичной обмотке обеспечивает подачу на управляющий электрод тиристора только положительных импульсов. Точки – одноименные выводы обмоток.

Резистор и конденсатор во вторичной обмотке обеспечивают помехоустойчивость и помехозащищенность канала передачи управляющего импульса. Дополнительно провода связи импульсного трансформатора и тиристора выполняют в виде витой пары с шагом 3 витка на 1см. Это ставит в одинаковые условия связи, идущие к управляющему электроду и катоду.

*Узлы управления реверсивным тиристорным преобразователем*

Датчик проводимости вентиля (ДПВ) предназначен для формирования сигнала об отсутствии тока в силовой цепи (рисунок 8.7). В данном преобразователе контроль тока косвенный, по напряжению на тиристорах.

Состав ДПВ: оптронные тиристоры, выпрямительные мосты, ограничительные резисторы, составной транзисторный ключевой усилитель. ДПВ контролирует напряжение на тиристорах V2, V4, V6, V8, V10, V12. Выпрямители в схеме ДПВ преобразуют разнополярное напряжение тиристоры в однополярное, необходимое для светодиодов оптронных тиристоры. Максимальный ток через светодиод ограничивается с помощью ограничительных резисторов.

$$U_d: 115 \text{ В} - R3;$$

$$230 \text{ В} - R3 + R7;$$

$$460 \text{ В} - R3 + R7 + R9.$$

Оптронные тиристоры выполняют гальваническую развязку силовой схемы и схемы управления. Последовательное соединение тиристоры образуют схемную реализацию элемента “И”, т.е. когда все тиристоры открыты, в схеме протекает ток (рисунок 8.8). Такая ситуация возникает при отсутствии тока в силовой цепи, т.е. когда на всех силовых тиристоры есть напряжение выше порогового  $U_{\text{Порог}} = 25 \div 40 \text{ В}$ . Тиристор выключится только в том случае, когда ток пойдет через ноль. Если один из контролируемых тиристоры проводит ток, то напряжение на тиристоры  $\approx 1,2\text{В}$ , поэтому соответствующий светодиод обеспечен, а оптронный тиристор закрыт. Оптронные тиристоры при отсутствии засветки мгновенно выключаются, т.к. протекающий по ним ток меньше тока удержания ( $I = 15\text{В}/680 \cdot 10^3 \approx 22\text{мкА}$ ), в этом случае составной транзистор открыт и датчик проводимости на выходе формирует нулевой логический сигнал ( $I_a \neq 0, U_{13} = 0, I_d = 0; U_{13} = 15\text{В} \approx 1$  логическая).

Достоинство – информация об отсутствии тока с гарантией.

Недостаток – схема формирует ложные сигналы о наличии тока в силовой цепи в моменты прохождения контролируемых напряжений через ноль. Эти ложные сигналы не приводят к аварии, а увеличивают паузу при переключении комплектов. Контроль напряжения можно осуществить только у одной группы тиристоры (анодной или катодной), т.к. при выключении тиристоры одной группы не может быть тока в силовой цепи.

Логическое устройство (УЛ) – предназначено для выбора нужного комплекта; блокирования рабочего комплекта, при наличии тока (запрещается снятие



управляющего импульса), для отсчета паузы при переключении комплектов. В соответствии с рисунком 8.7, состав УЛ: НО, ТЗП, ТИП, СС, З.

НО – нуль орган необходим для преобразования сигнала, поступающего из системы регулирования в логический уровень. Обычно на УЛ подается сигнал с регулятора скорости, уровень которого определяет величину тока, а знак – направление тока (нужный комплект);

ТЗП – триггер заданного положения формирует логический сигнал того положения, в которое мы хотим переключить;

ТИП – триггер истинного положения формирует логический сигнал того положения, в котором находится переключатель;

СС – схема совпадения разрешает включение комплекту вперед или назад, при единичных сигналах на входе;

З – задержка для отсчета временного интервала при переключении комплектов.

Работа схемы: В статическом режиме ТЗП и ТИП находятся в одинаковых состояниях (если единица на контрольных точках 16 и 18, то работает комплект “Н”, если единица на 17 и 19, то “В”). Если находятся в разных состояниях, то идет отсчет задержки, по истечении которой ТИП занимает состояние такое же, как и триггер заданного положения.

Для усиления сигналов УЛ на выходе включены транзисторные ключи “В” и “Н”. При нулевом сигнале УЛ включается комплект “В”, открывается транзистор V22 и через диод V23 в ДТ и ПХ подается потенциал +12В; одновременно открывается составной транзистор V24 и V26, который переключает соответствующую группу импульсных трансформаторов.

Диаграммы сигналов при переключении комплектов представлены на рисунке 8.9.

### 8.3 Система регулирования

Система регулирования – двухконтурная (с подчиненным регулированием), внешний контур скорости, а внутренний – тока.

Контур тока (КТ) – адаптивный, в котором так же используется обратная связь по ЭДС (рисунок 8.10).

Контроль выпрямленного тока осуществляется с помощью трансформаторов переменного тока, включенных на входе преобразователя, и двух нулевых трехфазных выпрямителей, нагруженных на низкоомное сопротивление.

Подключение сигнала с ДТ нужной полярности на вход РТ осуществляется с помощью транзисторной сборки V16, которая управляется логическим устройством. При запрете работы комплектов “В” и ”Н” оба транзистора этой сборки будут открыты, поэтому сигнал ДТ равен нулю (управление транзисторами осуществляется по каналу коллектор-база). При работе комплекта “В” положительным сигналом В2 запирается нижний транзистор V16 и на вход РТ поступает сигнал ( $-I_d$ ), через резисторы R64, R68.

#### 8.3.1 Адаптивный регулятор тока

Адаптивный регулятор тока включает в себя: основной ПИ-регулятор (на А2), нелинейное звено (на А4), функциональный преобразователь ЭДС (на А3) (рисунок 8.10).

Основной РТ выполняет функцию суммирования сигналов задания и обратной связи, а так же формирует требуемые статические и динамические характеристики системы. С помощью регулируемого резистора R33 осуществляется ограничение выходного сигнала от 0 до 10 В. Этим резистором осуществляется установка второй ступени ограничения тока (аналог упреждающего токового ограничения).

Нелинейное звено выполняет функции:

- суммирование сигналов РТ и ФПЕ;
- функция нелинейного преобразования сигнала РТ (для малых сигналов РТ коэффициент большой, для больших сигналов коэффициент усиления уменьшается и становится неизменным). Изменение коэффициента осуществляется за счет включения нелинейных элементов в цепь обратной связи (V9–V14). При правильно настроенном ФПЕ сигнал РТ пропорционален выпрямленному току. ФПЕ служит для ввода положительной обратной связи по ЭДС. ФПЕ формирует на входе СИФУ такой сигнал управления, при котором в режиме идеального х.х. управляющие импульсы формируются в такой момент времени, при котором мгновенное значение выпрямленной ЭДС равно ЭДС двигателя. Настройка ФПЕ осуществляется при номинальной скорости на х.х. с помощью R16. При правильно настроенном ФПЕ сигнал с РТ равен нулю.

### 8.3.2 Регулятор скорости

Для диапазона 1:1000 регулятор скорости строится на операционном усилителе А1 (рисунок 8.11). Для диапазона 1:10000 на входе А1 устанавливается предварительный усилитель регулятора скорости (ПУРС), построенный по схеме модулятор–усилитель–демодулятор. Это термо- и времястабильный усилитель с коэффициентом усиления  $\approx 80$ , а А1 переводится в режим интегратора с малой постоянной времени, и все это охватывается общей обратной связью. Установка тока осуществляется R17. Смещение нуля РС компенсируется с помощью специальной схемы (используется R3). Для электропривода с высокомоментными двигателями, на входе РС подключается узел зависимого токоограничения, который меняет установку токового ограничения в зависимости от скорости. Когда сигнал РС превышает уровень сигнала, формируемого на входе А1 и А2 УЗТ, включаются диоды V4 или V5, которые фиксируют потенциал у РС на уровне сигнала А1, А2. Для снижения уставки максимального тока (применяется для работы одного преобразователя на несколько двигателей) к клемнику преобразователя, через соответствующие контакты, должно быть подключено сопротивление, шунтирующее R17.

Источник питания (БП) состоит из трехфазного трехобмоточного трансформатора, выпрямителей (мостовых и нулевых) и двух параметрических стабилизаторов (рисунок 8.12).

БП формирует:

- синхронизирующее напряжение для СИФУ;
- напряжение  $\pm 24В$  и  $\pm 12В$ , отфильтрованное стабилизированное  $\pm 15В$ , а так же сигнал  $U_C$  (служит для контроля выходного переменного напряжения (см.рисунок 8.13), при посадке напряжения в одной из фаз более чем на 50%). Этот сигнал имеет нулевой логический уровень и через узел защиты и блокировки снимает управляющие импульсы в СИФУ. В параметрических стабилизаторах уровень выходного напряжения определяется стабилитронами 32 и 37, для подстройки последовательно включены диоды. Когда питающее напряжение нормальное – сигнал  $U_C > 7,5В$ , когда в одной из фаз напряжение уменьшается на 50% появляются провалы в  $U_C$ , сигнал будет восприниматься как нулевой логический.

Осуществляются защиты: максимальная токовая (от перегрузки по току), тепловая, от снижения напряжения в питающей сети, а так же блокировка, которая снимает управляющие импульсы при отсутствии контактного сигнала деблокировки. За счет последнего осуществляется трехпозиционная работа двухпозиционного ЛПУ.

В соответствии с рисунком 8.14, максимальная токовая защита построена на транзисторе V47, RS-триггере (D2.2, D2.4). Когда ток нагрузки превышает максимальное значение, транзистор V47 открывается и перебрасывает триггер, в

положение, при котором в контрольной точке 48 будет единичный уровень. При этом загорается сигнальная лампа L2, угол управления  $\alpha$  переводится в  $\alpha_{\max}$ , включается реле “К”, шунтирующее РТ и РС, и тут же сигналом  $U_p$  снимаются управляющие импульсы в СИФУ. Задание максимального тока осуществляется резистором R60. Взвод триггера в исходное состояние осуществляется кратковременным отключением преобразователя. При включении преобразователя в течение короткого времени (периода) напряжение на С27 воспринимается входом D2.2 за нулевой уровень.

Тепловая защита (рисунок 8.14) построена на интеграторе (ОУ6), на вход которого подается сигнал  $-I_d$  и  $+I_d$  с потенциометра R72, если установлена перемычка на клеммнике. При превышении тока номинального уровня интегратор изменяет свой сигнал от  $-U_{\text{НАС}}$  в положительную область, и когда этот уровень достигает порогового значения, равного половине напряжения питания, триггер защиты перебрасывается в противоположное состояние. Загорается лампа аварийной ситуации, как при максимальной токовой защите и т.д. Интенсивность изменения сигнала интегратора зависит от величины превышения. Взвод в исходное состояние защитного триггера осуществляется кратковременным отключением напряжения питания.

Для построения защиты при снижении напряжения (рисунок 8.14) используется сигнал от блока питания. Если  $U_C > U_{\text{ПОР}}$  (7,5В), при  $U_C > 0,5U_H$ . Когда  $U_C < 0,5U_H$  и хотя бы в одной фазе сигнал  $U_C$  будет восприниматься как нулевой ( $U_C < U_{\text{ПОР}}$ ,  $U_C < 0,5U_H$ ). При этом нулевым сигналом включается реле, шунтирующее регуляторы и срывается подача сигналов с СИФУ. Если периодичность этих нулевых сигналов равна периоду сети, то конденсатор С21 не будет успевать заряжаться до  $U_{\text{ПОР}}$ .

Блокировка осуществляется контактным сигналом S, который должен быть замкнут по сигналу начала работы. При разомкнутом контакте S конденсатор С20 заряжен от источника  $-15В$  до напряжения  $-1В$ , т.е. на вход микросхемы подается сигнал  $-1В$ , что воспринимается как ноль, а далее по каналу реверса дается сигнал запрета формирователя импульсов в СИФУ и включается реле К, шунтирующее регуляторы.

Замыкание контакта S вызывает быстрый заряд конденсатора от источника  $+15В$ , при напряжении на С20 больше чем 7,5В, разрешается формирование управляющего импульсов и расшунтируются регуляторы. При размыкании контакта S запрет формирования и шунтирования регуляторов произойдет  $\approx 7с$ . Этого времени должно быть достаточно для торможения двигателя с максимальной скорости.

Схема подключения представлена на рисунке 8.15. При подключении преобразователя особое внимание надо уделить правильной синхронизации, т.е. А3 и 1(А1) должны иметь одинаковый фазовый сдвиг, и не забыть включить перемычку, включить тепловую защиту (7(28) – 8(15)). Необходимо правильно подключить тахогенератор, при положительной обратной связи двигатель будет разгоняться до максимально возможной, при данном питающем напряжении, скорости.

$$\Omega_{\max} = \frac{E_{d\max}}{C_e \cdot \Phi}.$$

Регулирования скорости не будет, но будет токовое ограничение.

Схема подключения лабораторной установки представлена на рисунке 8.16.

## 9 ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

### 9.1 Краткий обзор систем АЭП переменного тока

До последнего времени основным регулируемым ЭП был ЭП постоянного тока, основным недостатком которого является коллектор, через который идет основной поток энергии.

Недостатки:

- требует ухода;
- нельзя устанавливать в агрессивных и взрывоопасных средах;
- ограничено предельное быстродействие.

С учетом опыта эксплуатации систем постоянного тока, новой элементной базы силовой схемы системы регулирования и при более высоких требованиях к системе созданы современные системы АЭП переменного тока (см. рисунок 9.1).

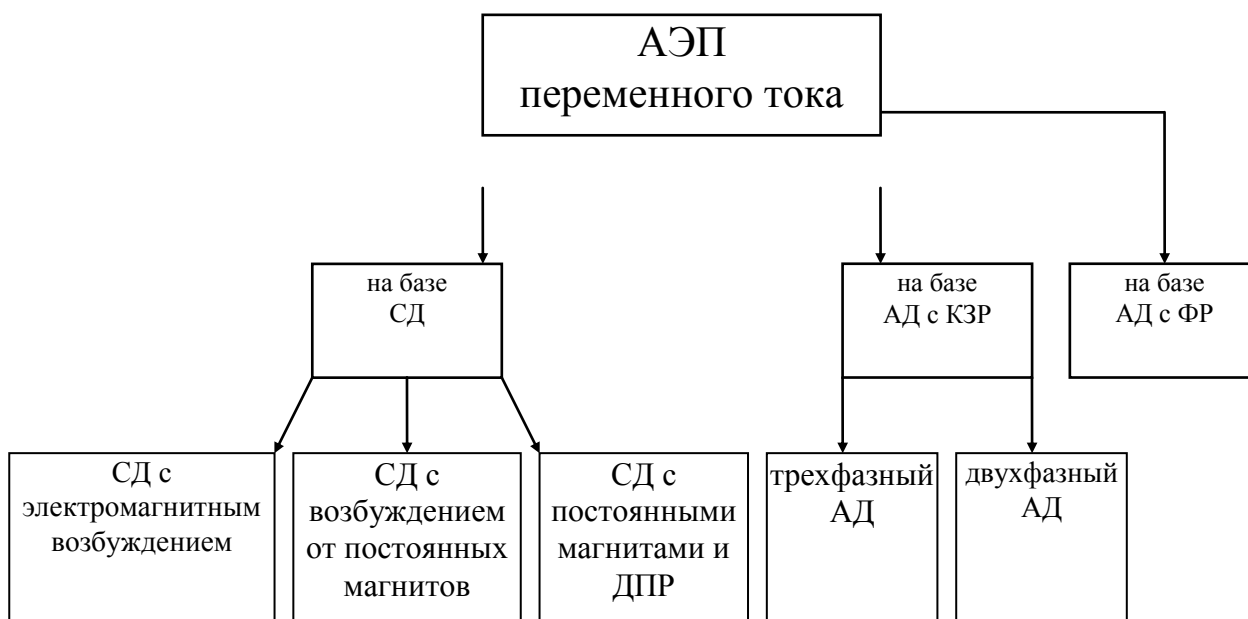


Рисунок 9.1

Сравнительная оценка сложности систем АЭП постоянного и переменного тока представлена в виде таблицы 9.1.

Таблица 9.1 Сравнительная оценка сложности систем АЭП постоянного и переменного тока

Тип электропривода	Коэффициенты сложности	
	силовая схема	система регулирования
Высокомоментный ЭД + ТП	1	1
АД с КЗ ротором + ТПЧ	4	5
Вентильный двигатель + транзисторно-тиристорный ПЧ	1,5 / 4	3 / 5

Дополнительные преимущества:

1) АД с КЗ ротором:

- дешевизна;
- вес и габариты (0.5 от веса ДПТ);
- меньший расход цветных металлов.

2) ВД:

- имеет холодный ротор и рекомендуется к применению в прецизионных АЭП.

## 9.2 АЭП переменного тока на базе вентильного двигателя

### 9.2.1 Общие сведения о работе вентильного двигателя

Состав:

- вентильный двигатель;
- преобразователь частоты со звеном постоянного тока;
- система регулирования.

Вентильный двигатель (ВД) – обращенная машина постоянного тока (рисунок 9.2). Индуктор находится на роторе (в виде постоянных магнитов), якорная обмотка на статоре, коллектор заменен полупроводниковым коммутатором.

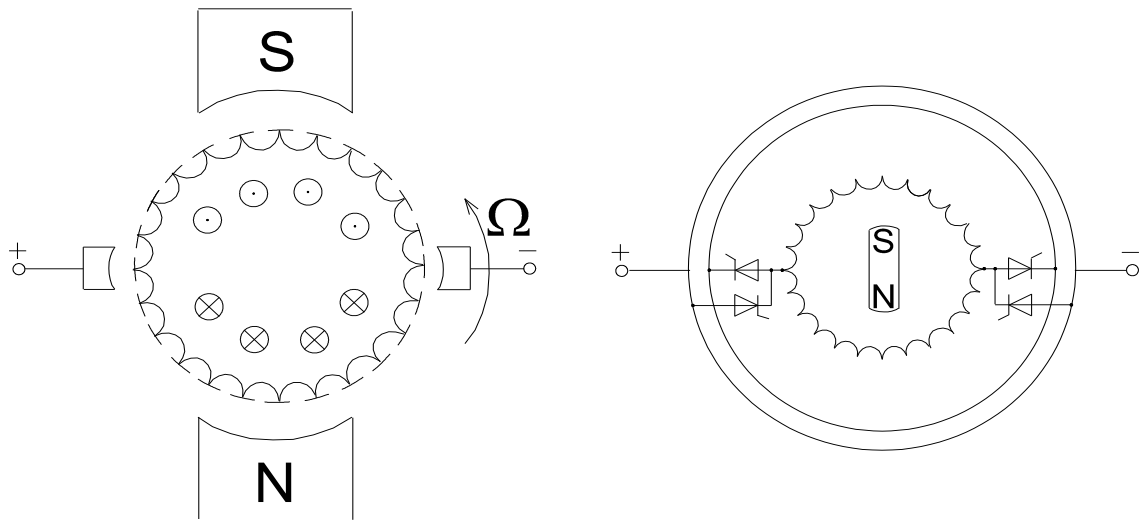


Рисунок 9.2

Для машины постоянного тока

$$M = C_M \cdot \Phi_H \cdot I_{\text{я}} \cdot \sin\Theta, \quad \Theta = 90^0.$$

Для вентильного двигателя

$$M = C_M \cdot I_{\text{я}} \cdot \sin\Theta, \quad \Theta = 90^0.$$

В двигательном режиме работы МДС статора опережает МДС ротора, угол  $\Theta \approx 90^0$  поддерживается с помощью ДПР (рисунок 9.3а). В тормозном режиме МДС статора отстает от МДС ротора, угол  $\Theta \approx 90^0$  так же поддерживается с помощью ДПР (рисунок 9.3б).

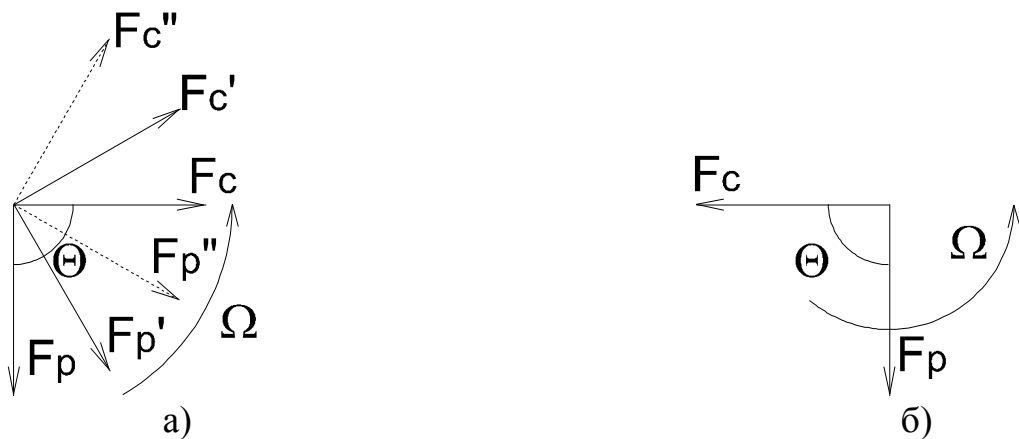


Рисунок 9.3

Скорость ВД регулируется величиной подводимого напряжения к статору. Приведенная схема ВД является моделью, на практике не применяется из-за сложности коммутатора. Реально обмотка статора выполняется по типу трехфазных обмоток машин переменного тока, а коммутатор в виде ПЧ со звеном постоянного тока (см. рисунок 9.4). Поэтому ВД относится к машинам переменного тока.

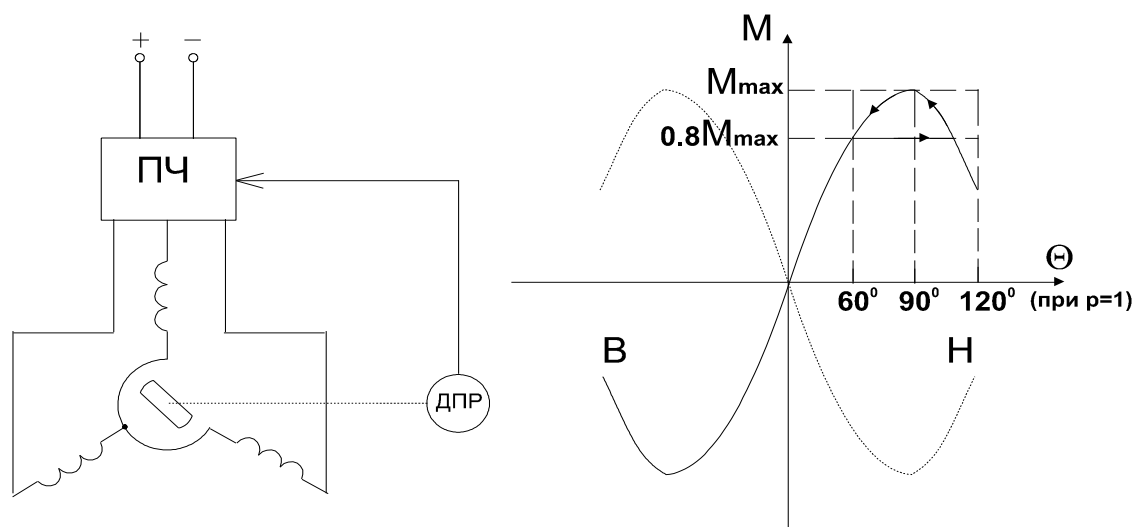


Рисунок 9.4

$$M = C_M \cdot I_C \cdot \sin \frac{\Theta}{p} = M_{\max} \cdot \sin \frac{\Theta}{p},$$

где  $p$  – число пар полюсов (если  $p = 1$ , то электрический градус равен механическому).

В приводе применен транзисторно-тиристорный преобразователь частоты с мостовым коммутатором, который позволяет получить шесть фиксированных положений вектора  $F_C$  (рисунок 9.5).

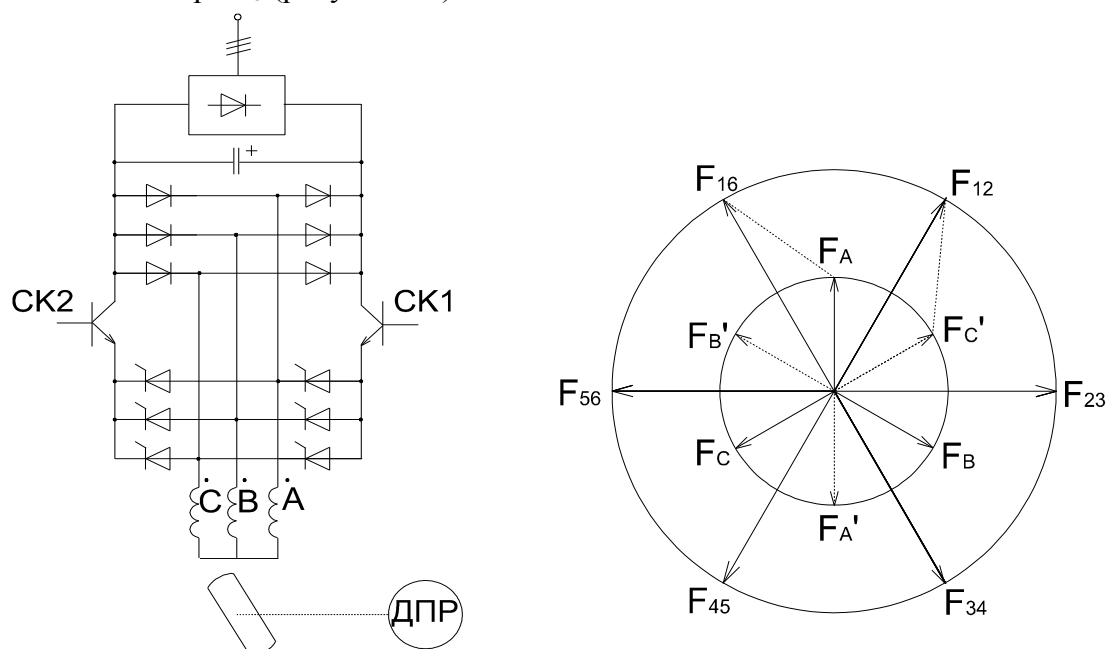


Рисунок 9.5

Изменение  $\Theta$  и  $M$  при неизменном  $I_C$  и изменение  $\Theta$  и  $I_C$  при неизменном  $M$  представлены на рисунке 9.6а и б, соответственно.

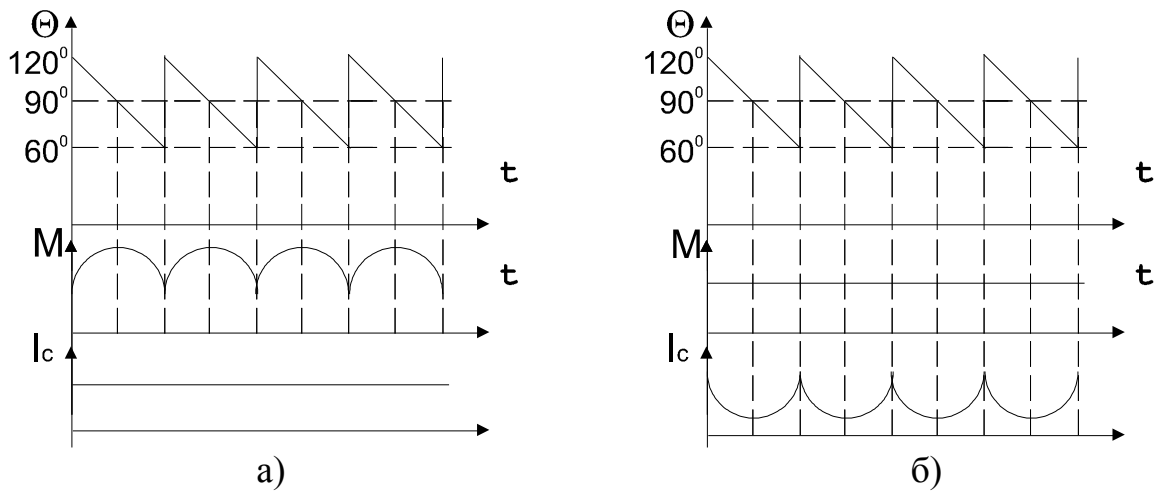


Рисунок 9.6

Постоянный момент мы получим при изменении  $I_c$ .  
 Регулирование тока статора осуществляется с помощью силовых ключей. Кроме этого силовые ключи изменяют подводимое к двигателю напряжение, за счет чего осуществляется регулирование скорости.

В двигательном режиме работы суммарная ЭДС направлена встречно источнику, а в генераторном – сонаправлены. Переключение тиристорного коммутатора осуществляется датчиком положения ротора (ДПР), изображенных на рисунке 9.7.

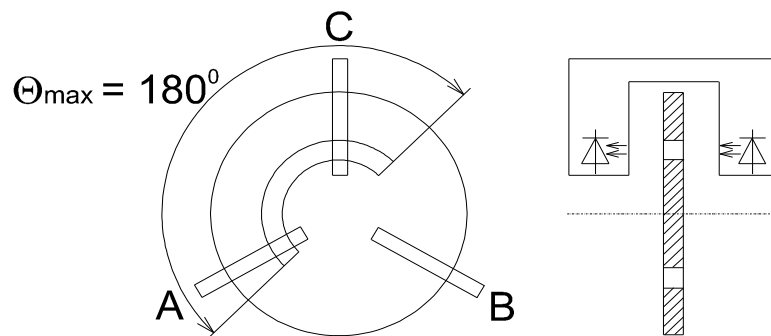


Рисунок 9.7

Чтобы тиристорные коммутаторы оставались включенными на всем разрешенном интервале, управление ими должно осуществляться либо широкими импульсами, либо узкими с частотными заполнениями (см. рисунок 9.8).

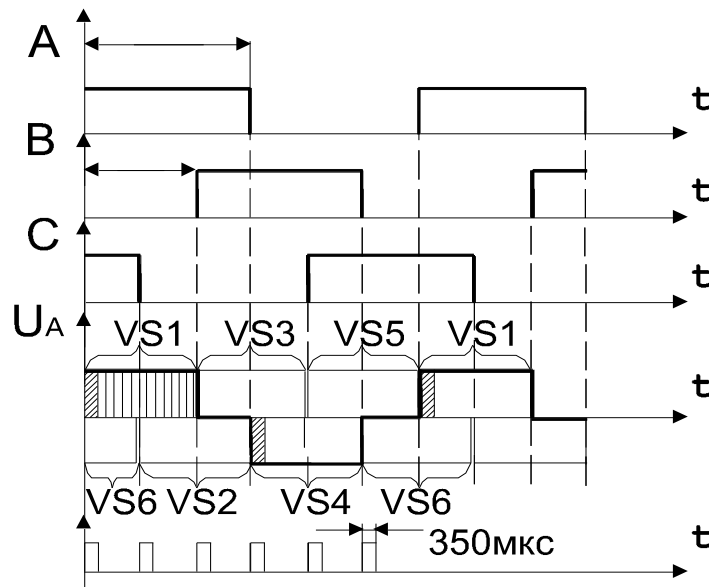


Рисунок 9.8

В начале каждого участка включается участок равный 300 мкс (это необходимо для восстановления запирающих свойств тиристора).

Силовые ключи СК1 и СК2 выполняют две функции:

- искусственная коммутация тиристор коммутатора (они периодически, в начале и середине разрешенной зоны отключаются, выключая тем самым ранее включенные тиристоры коммутатора, после чего они включаются, и подаются импульсы на новую пару тиристоров);

- за счет широтно-импульсного или скользящего режимов обеспечивается регулирование напряжения, подводимого к обмотке статора, за счет чего происходит регулирование скорости, а также изменение скорости на интервале дискретности коммутатора, с целью поддержания момента двигателя постоянным.

Управление СК1 и СК2 осуществляется релейным регулятором тока (рисунок 9.9).

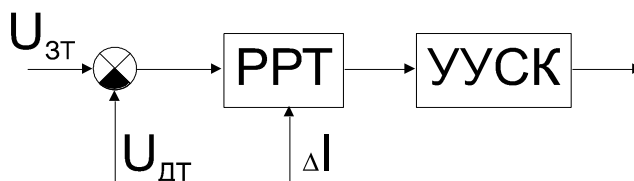


Рисунок 9.9

Если используется широтно-импульсный режим, то частота 3÷5кГц.

Если используется скользящий режим, то возможны три ситуации:

Р0 – (выключены оба СК);

Р1 – (включен один СК);

Р2 – (включены оба СК).

В режиме Р1 ключи СК включаются поочередно, т.е. СК1, СК2, СК1 и т. д.

При равенстве сигналов  $U_{зТ}$  и  $U_{дТ}$  включается режим Р1; если при этом ток двигателя уменьшается и выходит за заданный предел, либо по истечении времени  $\tau$  ( $\tau \approx 0,5$  мс), то включается режим Р2. Если ток увеличивается, то включается режим Р0.

Таким образом, осуществляется практически безинерционное слежение импульсного истинного тока за заданным.

В режиме Р2 идет потребление энергии от источника, в режиме Р0 – рекуперация, в режиме Р1 обмотки замкнуты накоротко.

Функциональная схема ЭП с вентильным двигателем представлена на рисунке 9.10.

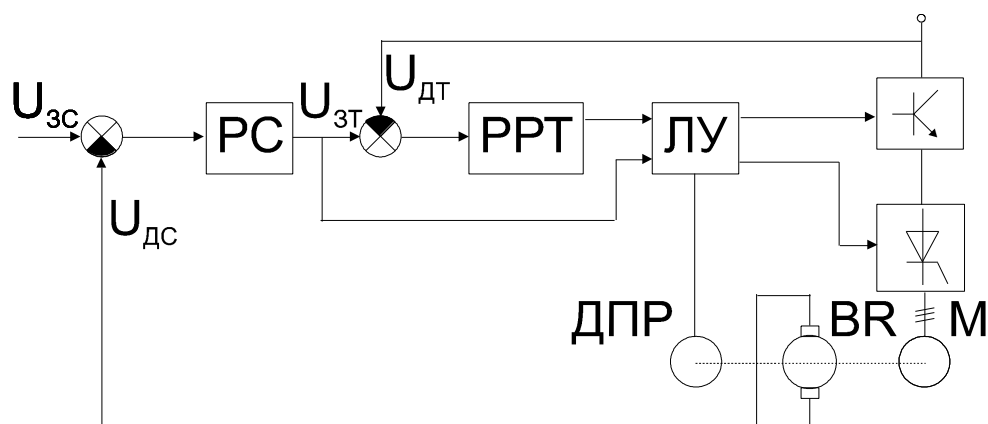


Рисунок 9.10

В целом система построена по подчиненному принципу управления: главный контур скорости, внутренний – контур тока. Но еще есть независимый контур, обеспечивающий поддержание угла  $\Theta$ .



В отличие от ДПТ, вентильный двигатель регулируется по скорости только в замкнутой системе.

Структурная схема ЭП с вентильным двигателем представлена на рисунке 9.11.

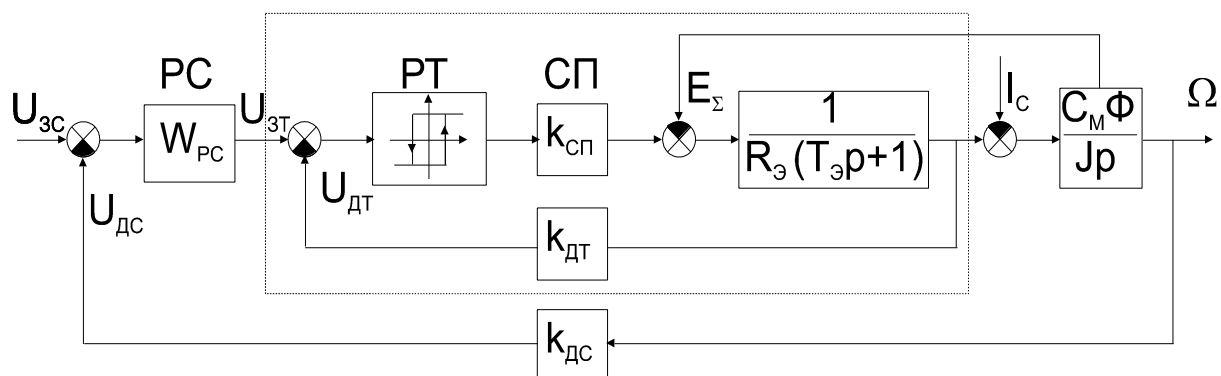


Рисунок 9.11

С релейным регулятором тока контур тока практически безинерционен.

$$W_{зкт} = \frac{1}{k_{дт} \tau p + 1}$$

Упрощенная структурная схема ЭП с вентильным двигателем представлена на рисунке 9.12.

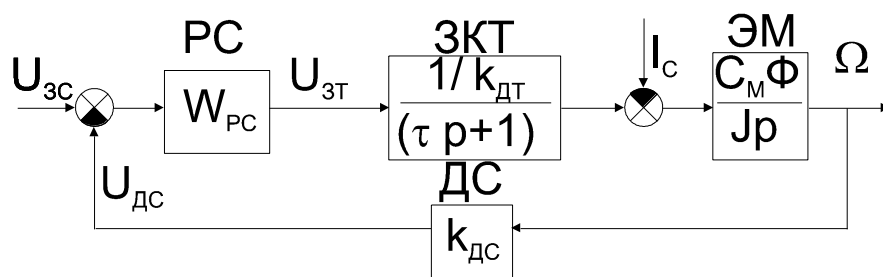


Рисунок 9.12

Настройка на модульный оптимум

$$W_{кс}^p(p) = W_{рс} \cdot \frac{1}{k_{дт}(\tau p + 1)} \cdot \frac{C'_м}{J_p} \cdot k_{дс} = \frac{1}{2\tau(\tau p + 1)};$$

$$W_{рс}(p) = \frac{k_{дт} J}{2\tau C'_м k_{дс}} = k_{рс}.$$

Получили П-регулятор.

Настройка на симметричный оптимум

$$W_{кс}^p(p) = \frac{1}{2\tau(\tau p + 1)} \cdot \frac{(4\tau p + 1)}{4\tau};$$

$$W_{рс}(p) = k_{рс} \cdot \frac{(4\tau p + 1)}{4\tau}.$$

Получили ПИ-регулятор, ЛАЧХ которого представлена на рисунке 9.13.

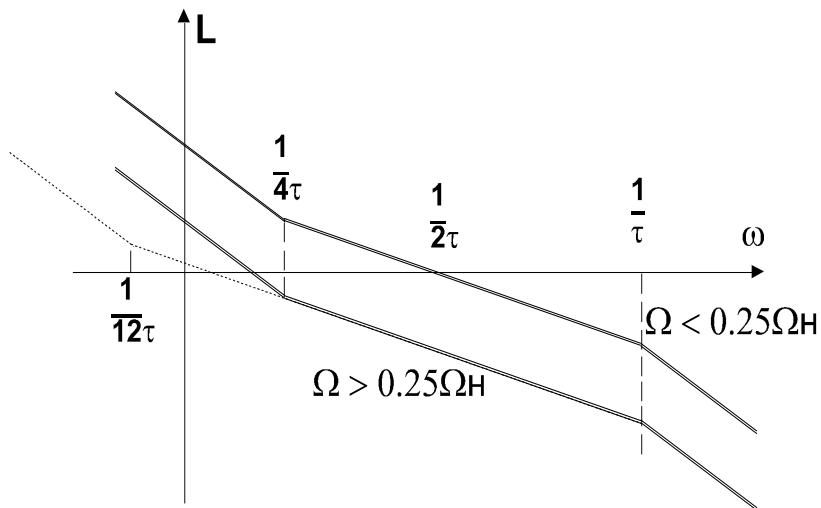


Рисунок 9.13

Для исключения влияния помех на работу контура тока, вызванных пульсациями тахогенератора, регулятор скорости делают адаптивным.

В зоне низких скоростей применяется классическая настройка на симметричный оптимум. В зоне высоких скоростей  $\Omega > 0,25 \Omega_n$  коэффициент регулятора скорости снижается в три раза, в три раза повышается постоянная времени изодромной части.

Реализация адаптивного регулятора скорости приведена на рисунках 9.14 и 9.15.

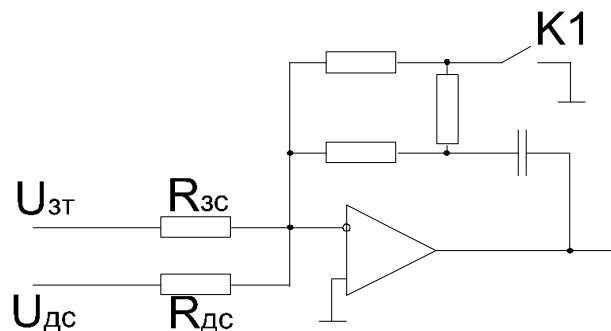


Рисунок 9.14

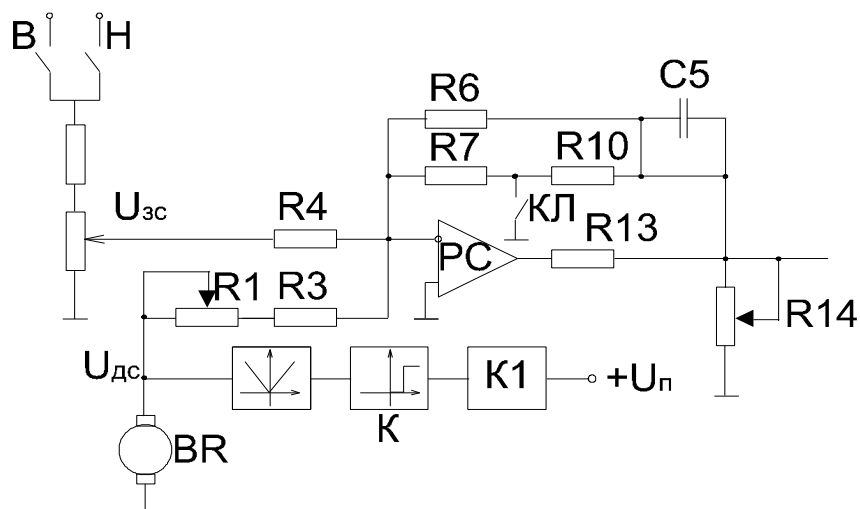


Рисунок 9.15

При скорости  $\Omega > 0,25 \Omega_H$  ключ К размыкается (рисунок 9.16).

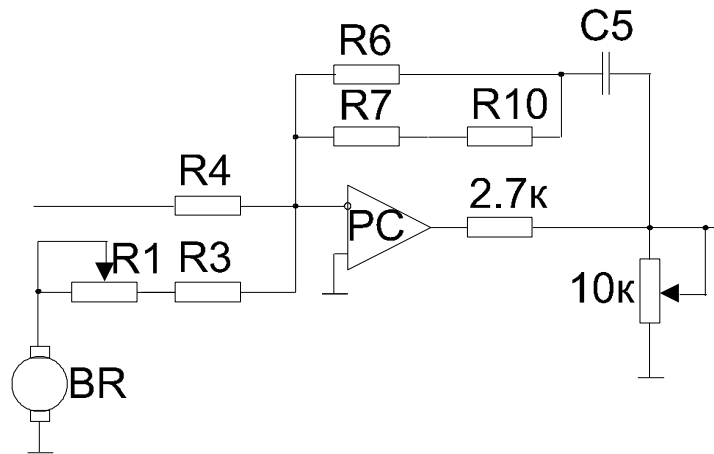


Рисунок 9.16

$$W_{pc}(p) = k_{pc} \cdot \frac{(T_{из}p + 1)}{T_{из}p};$$

$$k_{pc} = \frac{R6 \parallel (R7 + R10)}{R1 + R3},$$

где  $R6 = 27k$ ;

$R7 = 10k$ ;

$R10 = 3,3k$ ;

$R1 = 2,2k$ ;

$R3 = 6,8k$ ;

$T_{из} = [R6 \parallel (R7 + R10)] \cdot C5$ .

При скорости  $\Omega < 0,25 \Omega_H$  ключ К замыкается (рисунок 9.17).

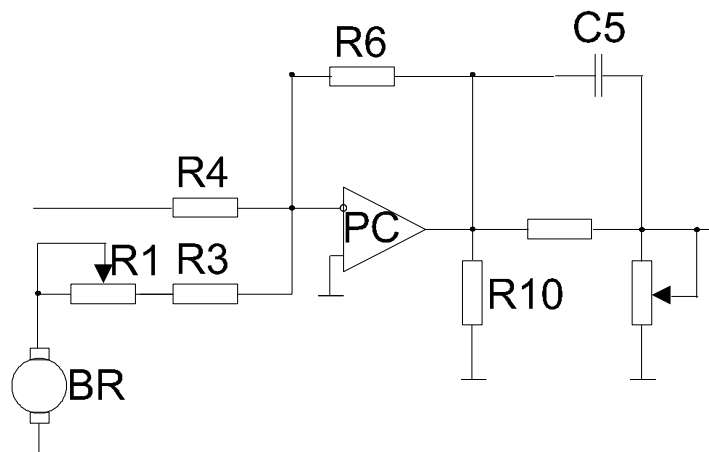


Рисунок 9.17

Потенциалы резистора R7 слева и справа равны потенциалу земли, его из рассмотрения можно исключить, так как через него не будет протекать ток.

$$W_{pc}(p) = \frac{U_{вых}(p)}{U_{вх}(p)};$$

$$W_{pc}(p) = \frac{R6}{R1 + R3} \cdot \frac{C5 \cdot (R6 \parallel R10) + 1}{C5 \cdot (R6 \parallel R10)};$$

$$k_{pc} = \frac{R6}{R1 + R3}.$$

### 9.2.2 Комплектный ЭП переменного тока с вентильным двигателем ЭПБ-1

Система, обеспечивающая самый широкий диапазон регулирования скорости – у двигателей с векторным управлением. Особенность этого электропривода состоит в том, что с помощью одного преобразователя частоты осуществляется регулирование скорости двигателя и поддержание потокосцепления в машине на заданном уровне.

Особенность регулирования ЭП с векторным управлением – контролируемые координаты, измеренные в неподвижной системе координат преобразуются к вращающейся системе, из них выделяется постоянное значение, пропорциональное составляющим векторов контролируемых параметров, по которым осуществляется формирование управляющих воздействий, далее обратный переход.

Функциональная схема ЭП с векторным управлением представлена на рисунке 9.18, где приняты обозначения:  $|\Psi_2|_3$  – сигнал задания потокосцепления;  $\Psi_2$  – потокосцепление ротора;  $I_{1\beta}$  – активная составляющая тока; РПТ – регулятор потокосцепления; РТ1, РТ2 – регуляторы тока намагничивания и активного тока; БК – блок коммутации; КП1, КП2 – координатные преобразователи; ПФ – преобразователь фаз; ДТ, ДП – датчики тока и потока (в качестве датчика потока используются элементы Холла); ВФ – вектор-фильтр формирует модуль потокосцепления ротора и сигналы  $\sin(\omega t)$ ,  $\cos(\omega t)$ ; синфазные частоте вращения ротора.

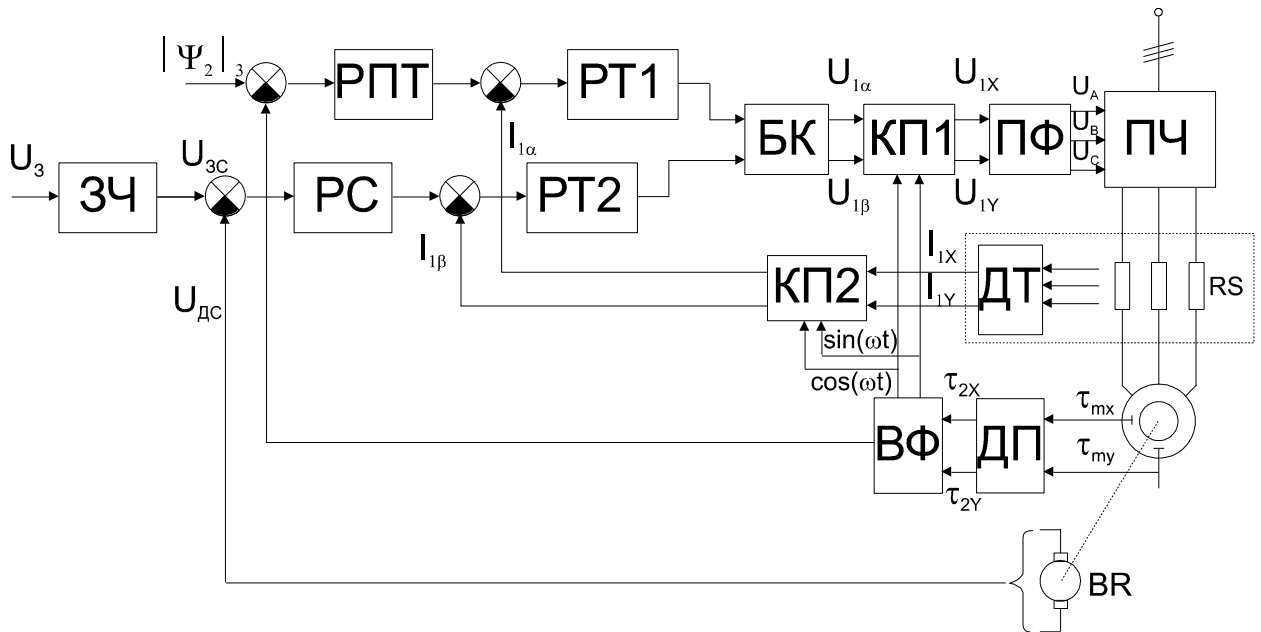


Рисунок 9.18

Структурная схема АЭП с векторным управлением представлена на рисунке 9.19, где приняты обозначения:  $k_{ПРЭ}$  – эквивалентный коэффициент передачи трансформатора;  $T_{ПРЭ}$  – эквивалентная постоянная времени ТП (берется в качестве малой).

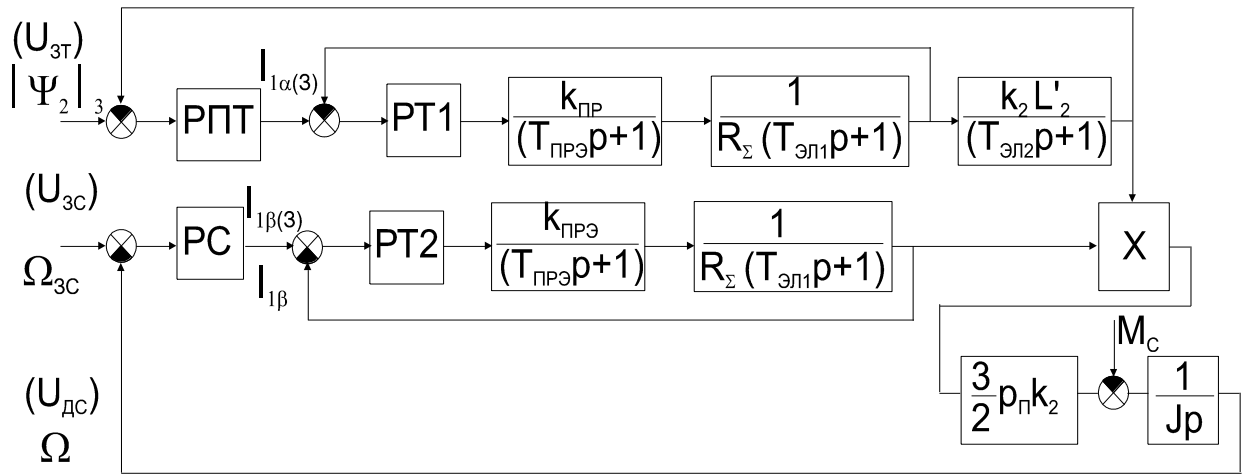


Рисунок 9.19

$$T_{эл1} = \frac{L'_1}{R_{\Sigma}}; \quad T_{эл2} = \frac{L'_2}{R'_2}; \quad k_2 = \frac{L_M}{L'_2};$$

$$R_{\Sigma} = R_1 + k_2^2 \cdot R'_2.$$

Структурная схема представляет собой двухконтурную систему с внешним контуром скорости и еще одну автономную систему с подчиненным регулированием, обеспечивающую стабилизацию потокосцепления ротора. Контур регулирования тока одинаковы, некомпенсированной постоянной времени в них является малая эквивалентная постоянная времени преобразователя. Регуляторы в системе рекомендуется выбирать ПИ-типа. Динамические характеристики в этих системах аналогичны характеристикам привода постоянного тока.

Недостатком этих систем является сложность управляющих и функциональных устройств для широкого диапазона регулирования скорости.