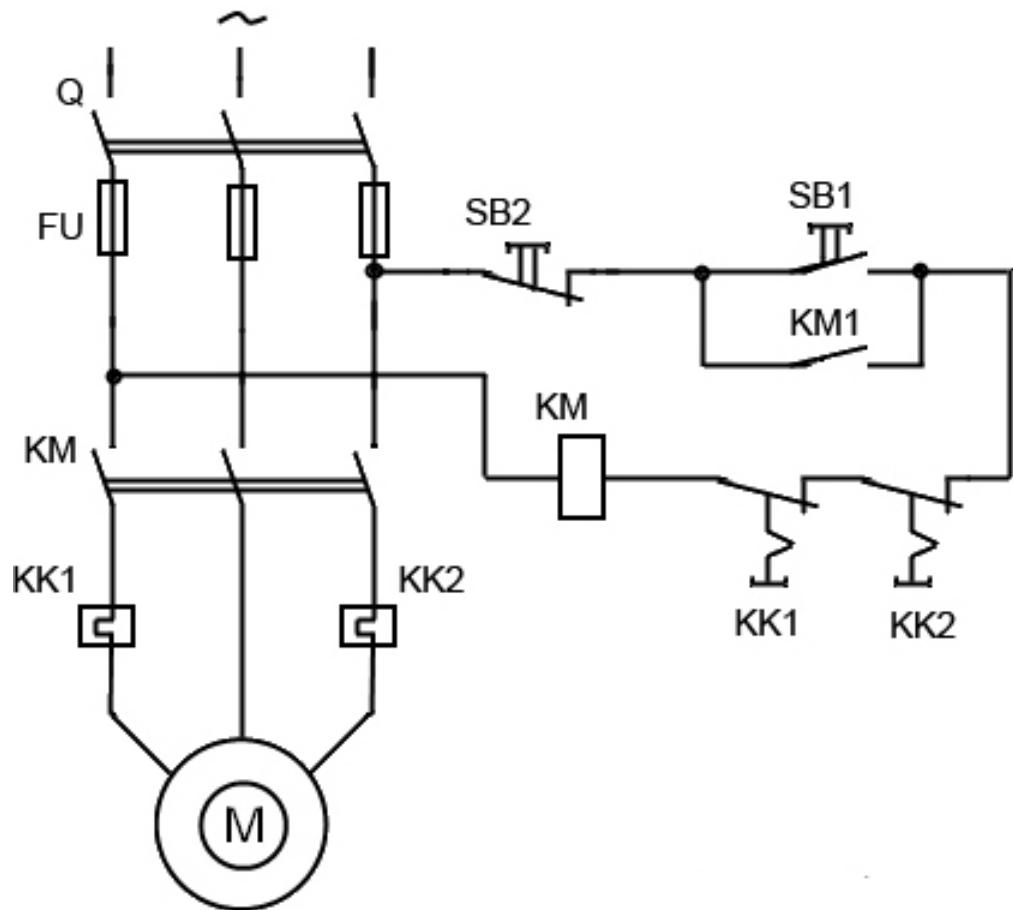


Системы управления электроприводами

Учебное пособие для студентов высших учебных заведений



ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение

Глава 1. Основные функции и классификация систем управления электроприводами

- 1.1. Классификация систем автоматического управления (СУЭП)
- 1.2. Основные функции СУЭП
- 1.3. Дополнительные функции СУЭП
- 1.4. Электрические схемы СУЭП и предъявляемые к ним требования
- 1.5. Классификация электрических схем

Глава 2. Общие вопросы управления электроприводами

- 2.1. Математическое описание нелинейных СУЭП и их линеаризация
- 2.2. Формы математического описания линеаризованных СУЭП

Глава 3. Управление электроприводами при помощи релейно-контакторной аппаратуры

- 3.1. Основные положения
- 3.2. Узлы пуска и торможения электродвигателей, работающие по принципу времени
- 3.3. Узлы пуска и торможения двигателей, работающие по принципу скорости
- 3.4. Узлы пуска и торможения электродвигателей, работающие по принципу тока
- 3.5. Узлы пуска и торможения электродвигателей, работающие по принципу пути
- 3.6. Типовые узлы схем автоматического управления электроприводами переменного и постоянного тока

3.6.1. Основные схемы узлов статорных цепей асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором

- 3.6.2. Узлы пусковых роторных сопротивлений асинхронных машин
- 3.6.3. Узлы схем, обеспечивающие пуск синхронных машин (СМ)
- 3.6.4. Узлы схем главных цепей машин постоянного тока
- 3.7. Узлы защиты применяемые в СУЭП
- 3.8. Блокировки и сигнализации применяемые в СУЭП

Глава 4. Системы управления электроприводами постоянного тока

4.1. Типовая система «управляемый преобразователь – двигатель» с суммирующим усилителем

4.2. Поддержание скорости вращения двигателем постоянного тока с обратной связью по напряжению

- 4.3. Работа типового узла по току в СУЭП
- 4.4. Поддержание скорости вращения двигателя с обратной связью по скорости
- 4.5. Система управления электроприводами с несколькими обратными связями, поддерживающими постоянство скорости двигателя

4.6. Структурная схема СУЭП

- 4.7. Статические характеристики СУЭП с отсечками
- 4.8. Системы управления электроприводами с электромашинными усилителями
- 4.9. Системы управления с магнитными усилителями
- 4.10. Типовые СУЭП с подчиненным регулированием координат
- 4.11. СУЭП с управляемыми вентильными преобразователями
- 4.12. СУЭП с совместным управлением группами вентилей преобразователя
- 4.13. СУЭП с раздельным управлением преобразователя
- 4.14. СУЭП с двухзонным регулированием скорости
- 4.15. СУЭП с импульсным управлением двигателями постоянного тока

Глава 5. Система управления скоростью электроприводов переменного тока

- 5.1. Особенности и классификация управления электроприводов переменного тока
- 5.2. СУЭП переменного тока с тиристорным преобразователем напряжения
- 5.3. СУЭП асинхронного электропривода с преобразователями частоты

5.4. СУЭП с асинхронным двигателем каскадных схем

5.5. Системы управления асинхронным двигателем с воздействием на добавочное сопротивление в цепи ротора

5.6. Системы управления синхронного электропривода

Глава 6. Системы управления положением исполнительного органа

6.1 Принципы построения систем управления положением

6.2 СУП механизма в режиме позиционирования

6.3 Позиционная система при обработке средних и больших перемещений

6.4 Параболический регулятор положения

6.5 Система управления положением механизма в режиме слежения

Глава 7. Взаимосвязанные системы управления электроприводами

7.1 Основные положения по организации взаимосвязанных систем управления электроприводами

7.2 Требования к взаимосвязанным электроприводам многодвигательных агрегатов

7.3 Классификация, структура и синтез многодвигательных систем управления электроприводами (МЭП)

7.4 Математическое описание взаимосвязанных электроприводов непрерывно-поточных агрегатов

7.5 Системы управления скоростью и соотношением скоростей взаимосвязанных многодвигательных электроприводов

7.6 Методы регулирования натяжения посредством измерения усилия, момента и мощности

7.7 Задача поддержания натяжения в процессе разгона и торможения

7.8 Автоматическая система управления электроприводом с регулированием мощности

7.9 Автоматическая система управления электроприводом с регулированием мощности

7.10 Система двухзонного управления электроприводом наматывающего устройства

Глава 8. Основные положения по организации адаптивных систем управления

электроприводом

8.1 Классификация адаптивных систем

8.2 Самонастраивающиеся системы

8.3 Организация движений к экстремуму в поисковых адаптивных системах управления

8.4 Регулярные методы поиска экстремума

8.5 Метод градиента

8.5 Геометрические методы поиска

8.6 Методы шагового поиска

8.7 Адаптивные системы управления высокоточным электроприводом с минимизацией среднеквадратичной ошибки.

8.8 Беспойсковые адаптивные системы управления электроприводами

8.9 Определение частотных и временных характеристик

8.10 Адаптивные наблюдающие устройства идентификации

8.11 Эталонные модели в беспойсковых адаптивных системах управления

8.12 Адаптивные системы управления со стабилизацией частотных и временных характеристик

8.13 Адаптивные системы управления, построенные на сравнении высокочастотных и низкочастотных составляющих сигналов

8.14 Адаптивные системы управления с наблюдающим устройством идентификации

8.15 Система электропривода с регулятором скорости переменной структуры

8.16 Электропривод постоянного тока с адаптивным регулятором тока

Глава 1 Основные функции и классификация систем управления электроприводами

1.1 Классификация систем автоматического управления (СУЭП)

Современный автоматизированный электропривод (АЭП) – сложная система автоматического управления (САУ), которая может входить в состав более сложной САУ.

Эти системы должны собирать информацию о ходе технологического процесса, обработать ее на основании заданного алгоритма, вырабатывать и выдавать управляющие воздействия на устройство, обеспечивающее целесообразный ход технологического процесса.

Интенсификация технологического прогресса в различных отраслях промышленности связана с усложняющейся технологией производства, с повышением требований к качеству продукции при более сложных процессах технического изготовления, что привело к большому количеству разнообразных систем управления электроприводами. В связи с этим возникает необходимость их классификации, позволяющая более рациональное их изучение.

Системы управления различают по назначению: поддержания постоянства регулируемой переменной, системы программного управления и следящие системы. Эта классификация относится к замкнутым системам. Она не включает в себя простейших систем и не учитывает систем, обеспечивающих оптимизацию, самонастройку и комплексную автоматизацию.

Системы управления различают по роду аппаратуры: релейно-контакторные, с электромашинными усилителями, с магнитными усилителями, с электронными и полупроводниковыми преобразователями. Это не всегда удобно, т.к. современные системы, имеющие аппаратуру, могут строиться по одинаковым принципам и будут меняться при переходе от одного класса систем к другому.

Наиболее целесообразно группировать СУЭП по тем основным функциям, которые они выполняют в производственном процессе. Требования производства к СУЭП могут быть простыми для отдельных несложных технологических механизмов и довольно сложными для технологических комплексов, выполняющих различные операции при обработке материалов и деталей.

Требования производства лежат в основе функций, которые выполняются САУ. Простые функции соответствуют простым требованиям, более сложные – более сложным системам и функциям.

Группирование систем по основным функциям довольно сложно при изучении систем управления, то классификация их по основным функциям является более целесообразной и с методической точки зрения. В данном случае каждый класс системы отличается от других классов структурной схемой, принципами действия, способами построения, а также своими расчетами и типовыми схемами.

Кроме основных функций, выделяются дополнительные, каждая из которых вызывает создание лишь дополнительных узлов в СУЭП.

Далее приводится описание основных функций, на которые делятся СУЭП. Системы, выполняющие сложные функции, могут выполнять и более простые. Однако необходимо следить, чтобы более простым функциям на практике соответствовали и более простые схемы СУЭП.

1.2 Основные функции СУЭП

Свойства всякой системы описываются ее связями с окружающей средой, ее структурой, т.е. элементами системы и их взаимосвязями, а также работой системы.

На рисунке 1.1 показана связь СУЭП с окружающей средой и ее типовая структура.

Следовательно, электропривод - электромеханическое устройство, посредством которого приводятся в движение рабочие органы машин, и обеспечивается управление энергией, преобразованной из электрической в механическую.

Ручное управление осуществляется при помощи простейших коммутационных аппаратов путем непосредственного воздействия на них оператора (человека). Автоматическое управление происходит без непосредственного участия человека, который может давать лишь первый командный импульс на выполнение определенного режима привода и контролировать его. Но и первый командный импульс может подаваться для отдельной машины также автоматическими устройствами.

Автоматическое управление ЭП – выполнение системой управления без непосредственного участия оператора заданного режима работы в статических и динамических условиях в соответствии с требованиями производственного процесса.

Совокупность технических средств, обеспечивающих автоматическое управление, образуют автоматическое управляющее устройство (АУУ).

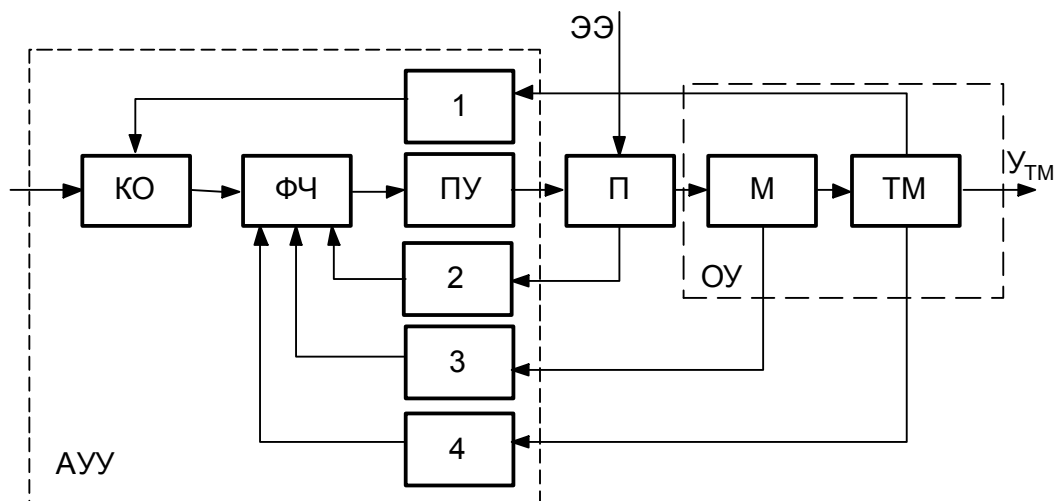


Рисунок 1.1 – Схема электромеханической системы управления

В основной прямой части системы имеем: **КО** - командный орган; **ФЧ** – функциональная часть (может включать электронный блок, в котором идёт обработка и преобразование обратных связей); **ПУ** - промежуточный усилитель; **М**- электрическая машина; **П** - преобразователь; **ТМ** - технологический механизм; **1** - главная обратная связь (ОС), жёсткая; **2-4** - вспомогательные ОС, (гибкие); **ЭЭ** –электрическая энергия; **ОУ** - объект управления.

ОУ, П, АУУ в своем взаимодействии можно рассматривать как электромеханическую автоматическую систему управления ЭП, или СУЭП.

АУУ состоит из КО, подающего сигналы управления на задание или изменение режима работы, ФЧ, которая преобразует командные сигналы, формируя требуемый закон управления и выполняет основную функцию АУУ, ПУ, усиливающего сигнал управления до требуемого значения управления преобразователем П. Преобразованная ЭЭ в силовом преобразователе П поступает на электродвигатель М и далее в виде механической энергии поступает по кинематическим связям на технологическую машину ТМ. Элементы структуры охвачены обратными связями 1-4 для поддержания или изменения режима работы ТМ.

Режимы работы ЭП определяются величинами, характеризующими движение рабочего органа технологической машины (или вала машины), т.е. скоростью, ускорением,

углом поворота, моментом, мощностью и т. д. Координата движения должна изменяться по требуемому закону во времени или в функции другой величины, т.е. регулироваться. В реальных СУЭП всегда существуют величины (возмущающее воздействие или возмущение), отклоняющие регулируемую величину от требуемого закона её изменения. Основным возмущением в СУЭП обычно является статический момент M_c . К другим возмущениям относятся колебание напряжения питающей сети; нестабильность характеристик элементов системы (транзисторов в усилительном режиме); всевозможные помехи (по цепи ОС, по силовой цепи).

Каждую СУЭП можно рассмотреть как систему, принимающую и перерабатывающую информацию. В зависимости от количества используемых в СУЭП каналов информации и их структуры различают 3 вида автоматического управления: по разомкнутому циклу, по замкнутому циклу, по комбинированному циклу.

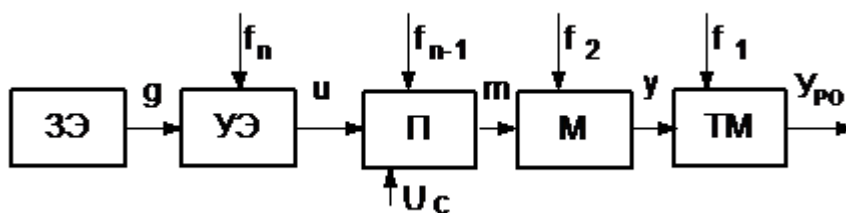


Рисунок 1.2 – Система, работающая по разомкнутому циклу

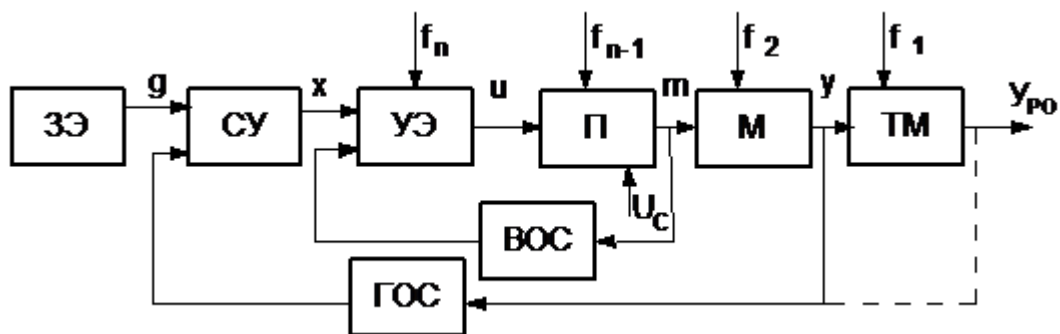


Рисунок 1.3 – Система, работающая по замкнутому циклу

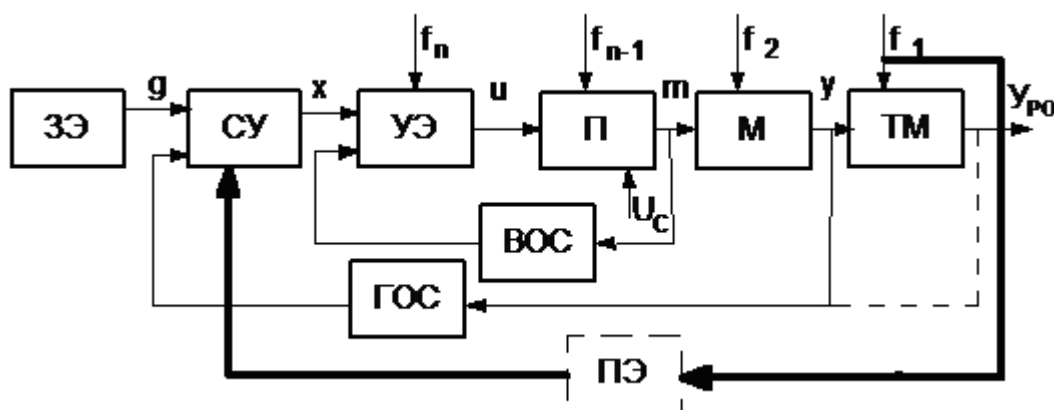


Рисунок 1.4 – Система, работающая по комбинированному циклу

На схемах (Рисунки 1.2-1.4) введены следующие обозначения: ПЭ – преобразовательный элемент; U_c – напряжение питающей сети; Y – регулируемая величина; m – регулирующее воздействие; g – сигнал задающей информации; f_1-f_n – возмущения; ЗЭ – задающий элемент; СУ – суммирующее устройство; УЭ – управляющий элемент; П – силовой

преобразователь; **М** - электрическая машина; **ГОС** – главная ОС; **ВОС** – вспомогательная ОС.

Для систем, работающих по разомкнутому циклу (Рисунок 1.2) характерно отсутствие всякого измерения и контроля конечного значения регулируемой величины **У**.

Регулирующее воздействие от регулируемой величины не зависит. В этих системах имеем только один канал информации - канал задания, точность выполнения заданного режима невелика. Такая система используется для пуска и торможения двигателей, регулирования скорости в небольших пределах.

В системах управления по замкнутому циклу (Рисунок 1.3) совместно используется два канала информации:

- Канал задающей информации $g(t)$;
- Канал информации о фактическом значении регулируемой величины $y(t)$ – обратная связь.

Задающая информация сравнивается с информацией обратной связи, определяется ошибка управления

$$x(t)=g(t)-y(t)$$

и в зависимости от величины и знака этой ошибки по каналу управления вырабатывается регулирующее воздействие $m(t)$ на ЭП таким образом, чтобы свести ошибку к нулю (или к допустимой величине), т.е. обеспечить изменение регулируемой величины по требуемому закону. При этом ни одно из возмущений не измеряется, а их влияние на регулируемую величину воспринимается системой управления по каналу обратной связи. Такое управление называется управлением по ошибке, а обратную связь по регулируемой величине – главной, отрицательной, жесткой обратной связью. Кроме главной обратной связи в таких системах применяют вспомогательные обратные связи ВОС (местные, жесткие и гибкие). Действие гибких обратных связей оказывает влияние только в переходных процессах. Управляющие элементы и вспомогательные элементы СУЭП служат для улучшения качества процесса управления (жесткие отрицательные ВОС ослабляют влияние возмущающих воздействий на элементы, охватываемые ими). Если система имеет одну главную ОС - одноконтурная, кроме главной ОС одну или несколько местных ОС, то она многоконтурная.

Качество работы системы с ОС значительно выше, чем в разомкнутой системе и их применяют:

- В глубоко регулируемых ЭП;
- При сложных изменениях задающего воздействия $g(t)$;
- В приводах, согласованно работающих органов одного механизма или нескольких различных механизмов;
- Когда требуется формирование оптимальных процессов пуска, торможения, реверса.

Наиболее совершенными являются система, управления по комбинированному циклу (Рисунок 1.4). Они объединяют разомкнутую и замкнутую системы. К основной замкнутой структуре добавляется разомкнутая структура по каналу информации об основном возмущающем воздействии $f_1(t)$.

В регулирующем воздействии $m(t)$ постоянно присутствует составляющая, которая компенсирует влияние возмущения $f_1(t)$, что позволяет обеспечить независимость (инвариантность) регулируемой величины $y(t)$ от основного возмущающего воздействия. Разомкнутая структура реализует вид управления по возмущению. Влияние основных возмущений ликвидирует основная замкнутая структура. СУЭП, имеющая главную ОС по регулируемой величине называют замкнутыми. Иногда регулируемой величиной для ЭП является выходная координата технологической машины ТМ – $У_{ро}$ (угловое перемещение рабочего органа, температура и т.д.). В этом случае входная цепь главной ОС переносится на выход ТМ (согласно пунктиру рисунки 1.3-1.4)

По виду сигналов информации и управления СУЭП делится на непрерывные (аналоговые) и дискретные (импульсные, цифровые, релейные системы). Системы могут быть статическими ($\Delta X \neq 0$) и астатическими ($\Delta X = 0$) по отношению к задающему или возмущающему воздействию. Все системы, в зависимости от характера уравнений, описывающих процессы управления, условно делятся на линейные (линеаризованные); и не линейные.

СУЭП подразделяют иногда по виду силового преобразователя или основной аппаратуры:

- Системы электромашинного управления или системы Г-Д, ЭМУ-Д;
- Системы тиристорный преобразователь – двигатель (ТП-Д);
- Системы дроссельного управления;
- Системы магнитный усилитель - двигатель (МУ-Д);
- Система преобразователь частоты – двигатель (ПЧ-Д);
- Системы релейно-контакторного управления;
- Системы «бесконтактного» управления.

В качестве базовой принята классификация СУЭП по видам управления, определённым основным функциям систем:

1. Управление системами пуска, торможения и реверсирование ЭП;
2. Поддержание постоянства (стабилизация) заданной величины (скорости, мощности, момента и др.) в статике и динамике;
3. Слежение за вводимыми в систему произвольно меняющихся входными сигналами (следающее управление);
4. Отработка заданий программы (программное управление);
5. Выбор целесообразных режимов работы ЭП (адаптивное регулирование);
6. Автоматическое управление комплексами машин и механизмов, определённых общим технологическим процессом.

Все СУЭП, выполняющие 1-4 основные функции, относятся к автоматическим системам регулирования. Адаптивные СУЭП представляют собой кибернетические системы.

Система управления первой группы обеспечивают простейшие операции пуска, остановки, реверсирования двигателя. Скорость двигателя после разгона не регулируется и определяется естественной механической характеристикой и величиной момента нагрузки M_c . В данном случае не предполагается применение специальных мер, обеспечивающих формирование оптимального переходного процесса, так как в динамике возможны произвольные колебания переменных в широких заданных пределах. Если от механизма требуется изменение скоростей установившегося движения, то от электропривода требуется в общем случае автоматический пуск двигателя на любую из заданных скоростей и переходы с любой из заданных скоростей на любую другую. Предполагается, что каждая скорость задается соответствующей механической характеристикой двигателя. Автоматические устройства, выполняющие первую функцию довольно просты и допускают прерывистое управление. Они имеют разомкнутую структуру и представлены на рисунке 1.5.

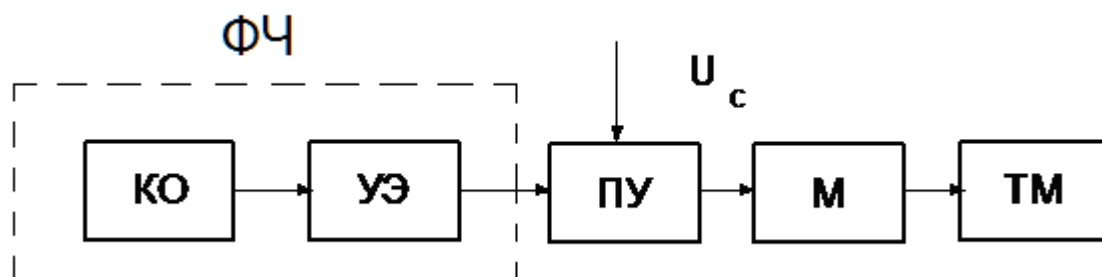


Рисунок 1.5 – Система управления, выполняющая первую функцию

Она имеет функциональную часть (ФЧ), переключающее устройство (ПУ) выполняется со ступенчатым переключением резисторов, реакторов, обмоток и других элементов. Применение находят в ЭП постоянного и переменного тока механизмов металлообрабатывающей, металлургической и других отраслей промышленности.

Системы управления второй группы автоматически подают задающее воздействие и поддерживают заданную скорость вращения или другую координату с высокой точностью в статике и динамике (ток, скорость, мощность, момент, ускорение)

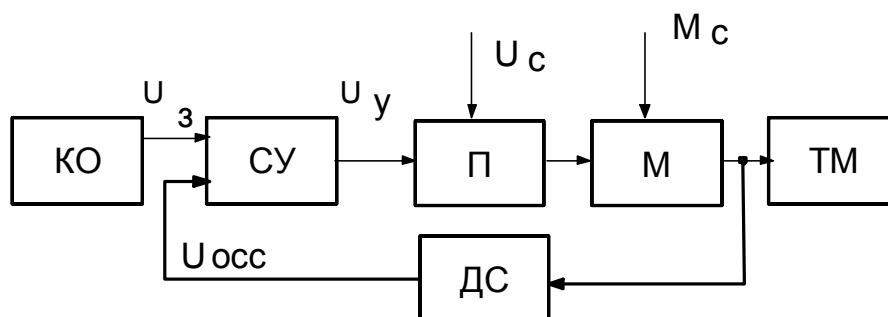


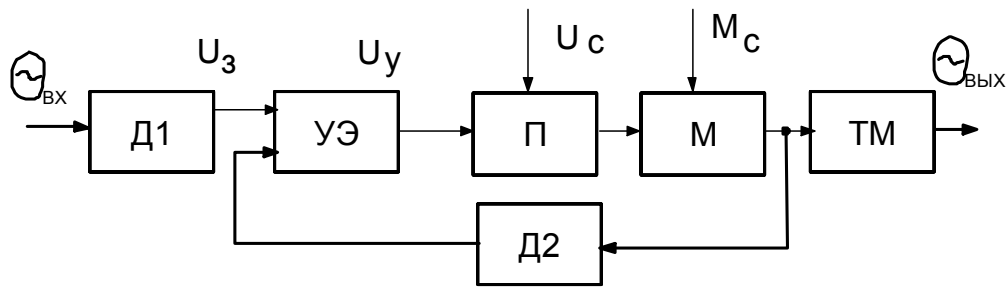
Рисунок 1.6 – Система стабилизации заданной величины

Система управления является замкнутой и обеспечивает более высокую точность поддержания постоянства заданной координаты, чем разомкнутая. Функциональная схема представлена на рисунке 1.6 и состоит из командного органа КО, системы управления СУ, силового преобразователя П и обратной связи по скорости ДС двигателя, сигнал которой поступает на вход СУ, где происходит сравнение его с заданным:

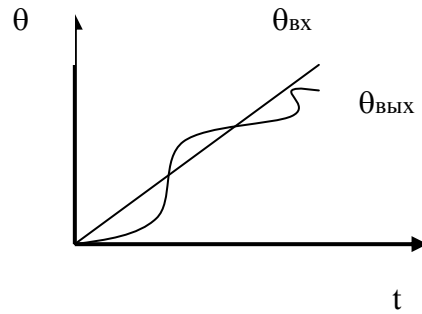
$$U_y = U_{zc} - U_{ocs}$$

Сигнал задания определяет требуемое значение установившейся скорости. Так, при увеличении силового возмущения M_c скорость ω уменьшится. При этом также уменьшится сигнал обратной связи U_{ocs} , возрастает разность сигналов $U_{zc} - U_{ocs}$ на входе СУ, что приведет к увеличению управляющего сигнала U_y и напряжения U_p . После переходного процесса установится новое значение скорости, несколько меньше прежнего, если СУЭП статические и равная ему, если СУЭП астатические. В замкнутые СУЭП могут входить различные аппараты управления (контактные и бесконтактные), силовые преобразовательные устройства (ЭМУ, МУ, тиристорные преобразователи и др.). Рассмотренные системы применяют при больших диапазонах регулирования, точном поддержании скорости в ЭП подачи станков точного шлифования, поддержания постоянства мощности резания, бумагоделательных машинах и др.

Системы управления третьей группы осуществляют слежение за вводимыми в систему сигналами и предназначены для приводов технологических машин (ТМ), которые требуют слежения, т.е. при заданном движении входного вала, 2-й (выходной), вал повторял бы эти движения с заданной точностью. Функциональная схема и характеристики входных и выходных величин представлены на рисунке 1.7 и имеет замкнутую структуру с главной отрицательной связью по углу поворота выходного вала. При помощи датчиков Д1 и Д2 в систему управления поступают сигналы $U_{вх}(t)$ и $U_{вых}(t)$, разность между которыми (сигнал ошибки) поступает на вход усилительного и формирующего элемента УЭ, который вырабатывает сигнал управления $U_{уп}(t)$ преобразователем П такого знака, чтобы двигатель М, получающий сигнал от преобразователя, повернул свой вал в направлении, при котором разность углов ($\Theta_{вх} - \Theta_{вых}$) уменьшилась. Данная СУЭП всегда стремится обеспечить согласованность угловых перемещений выходного и входного вала.



а)



б)

Рисунок 1.7 – Системы слежения. а – структурная схема; б – характеристики $\Theta=f(t)$

Системы управления четвертой группы осуществляют обработку заданной программы, т.е. программное управление. Программные системы управления могут включать в себя как замкнутые, так и разомкнутые СУЭП, но имеют общие программирующие устройства (ПУ), показанное на рисунке 1.8

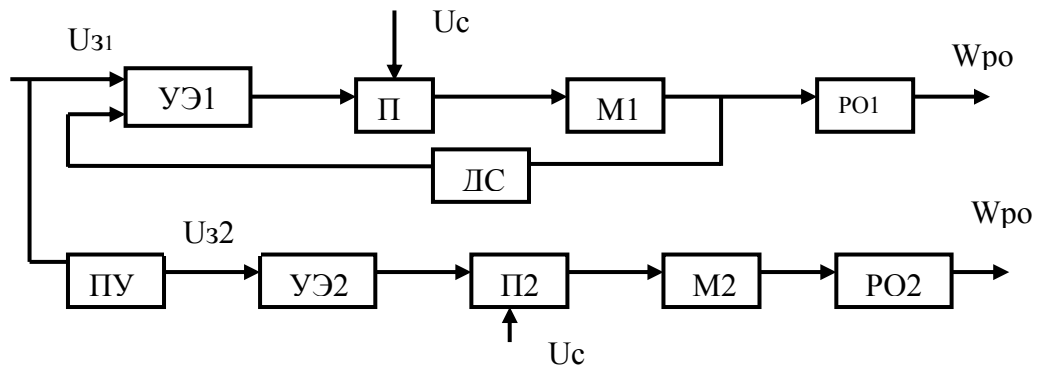


Рисунок 1.8 – Система программного управления

Схема состоит из 2-х систем: верхняя – замкнутая, нижняя – разомкнутая. ЭП с двигателем М1 выполнен по замкнутой СУ, поддерживающей постоянным задаваемое сигналом $U_{з1}$ значение скорости $\omega_{ро1}$ (рабочего органа1). ЭП с двигателем М2 имеет разомкнутую систему управления и обеспечивает изменение вращения вала $\rho_{со}$ скоростью $\omega_{ро2}$. Программа формируется программным устройством различными способами.

Системы управления пятой группы обеспечивают выбор целесообразных режимов работы ЭП – адаптивное управление.

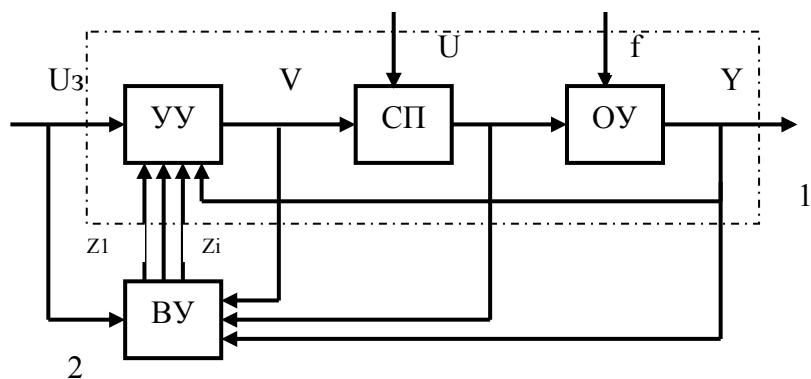


Рисунок 1.9 – Система адаптивного управления

Структура её приведена на рисунке 1.9 и включает: ОУ - объект управления, СП – силовой преобразователь, УУ – устройство управления, ВУ – вычислительное устройство
1 - контур представляет типовую замкнутую систему по параметру Y.

2 – контур является адаптивным (приспосабливающимся), в котором ВУ (вычислительное устройство) принимает информацию о функционировании ОУ, управляющих сигналах U_z и возмущениях f_1, f_2, \dots, f_n , обрабатывает ее, отыскивает алгоритм управления и определяет необходимые для реализации этого алгоритма управляющие воздействия Z_1-Z_i в зависимости от заданной величины U_z и подает эти сигналы в УУ, которое, обработав эти сигналы, изменяет свои параметры или структуру и вырабатывает необходимое воздействие U на силовой преобразователь СП, в результате чего возникает воздействие на объект управления. Подобные системы используются в электроприводах промышленных механизмов, подверженных различным управляющим и возмущающим воздействиям.

Системы управления шестой группы обеспечивают автоматическое управление комплексами машин и механизмов, объединенных общим технологич. процессом. Комплексная автоматизация производственных процессов и установок – такая система организации производства, при которой технологические процессы выполняются автоматически действующей системой машин. Комплексная автоматизация предполагает выполнение автоматизированными устройствами наиболее сложных функций управления. Данная СУЭП может выполнять функции всех систем рассмотренных ранее (следящих систем, систем программного управления и др.). Структура данных систем разнообразна.

1.3 Дополнительные функции СУЭП

Системы автоматического регулирования выполняют дополнительные функции, кроме рассмотренных в шести группах. К ним относятся функции сигнализации, сообщающие о ходе технологического процесса, о включении механизмов, исправности и неисправности их, самих СУЭП, количестве выпускаемой продукции, сигналах, передаваемых операторами и т. д. Выполнение этих функций отражается на пультах управления, специальных табло, мнемосхемах и др., а также при помощи звуковых сигнальных устройств.

Дополнительные функции включают: дистанционное управление; блокировки, обеспечивающие строгую последовательность операций включения. и отключения отдельных механизмов, узлов и элементов; защита двигателей и другого электрооборудования от токов короткого замыкания, недопустимых длительных и кратковременных перегрузок.

1.4 Электрические схемы СУЭП и предъявляемые к ним требования

Электрической схемой СУЭП называется схема электрических цепей, входящих в нее электрических машин, преобразователей, аппаратов и устройств.

Механические детали и связи, как правило, не показываются. Иногда изображаются эти связи для понимания принципа работы схемы.

Электрические цепи, входящие в схемы, состояются из условных изображений машин, аппаратов приборов и устройств, в большинстве своем в соответствии с ГОСТ или принятых в практике проектными организациями. Электрические машины, преобразователи, аппараты, приборы и устройства СУЭП разнообразны. Они, в свою очередь, состоят из отдельных деталей (элементов). Например, к составным элементам контактора относятся: катушка, главные и блокировочные контакты, система дугогашения.

Несмотря на многообразие машин, преобразователей, аппаратов, приборов и устройств СУЭП, их элементы обладают значительной общностью. Различные электромагнитные реле имеют в качестве основных элементов только катушки и контакты. Введение условных изображений только для катушек контактов позволяет изображать многочисленные по назначению и разнообразные по конструктивному исполнению реле в электрических схемах. Благодаря общности элементов в схемах СУЭП применяется относительно небольшое количество условно-графических изображений этих элементов.

В электрических схемах все контакты аппаратов изображаются в нормальном положении, за которое принимается состояние элементов аппарата, к которым не приложено каких-либо электрических, электромагнитных или механических усилий и воздействий.

Электрические соединения между изображениями машин, аппаратов приборов и устройств в схемах СУЭП выполняются толстыми и тонкими линиями. Толстыми линиями изображаются силовые цепи, в том числе цепи якорей, статоров и роторов ЭМ, выходные цепи силовых преобразователей электроэнергии, цепи силовых трансформаторов. Тонкими линиями выполняются все цепи управления, в том числе цепи катушек реле напряжения, обмоток управления ЭМУ, МУ, сельсинов, тахогенераторов. В местах соединения ставятся точки. Каждой ЭМ, преобразователю, аппарату и устройству в электрической схеме присваивается свое буквенное обозначение.

Проектирование СУЭП начинается с составления технического задания. Техническое задание следует увязывать с технологией работы объекта автоматизации и его конструкцией. Наилучшее решение с точки зрения производительности получаются тогда, когда для автоматизации принимается лучший вариант электрооборудования, технологии и конструкции, оцененный совместно. Каждая электрическая схема должна создаваться по определенному техническому заданию. Техническое задание определяет основные функции, которые должна выполнять данная СУЭП, и как следствие, предварительно определяет её блок-схему и основные узлы. Техническое задание должно дать возможность выбора рода тока, напряжения, типа машин и преобразователей согласно теории электропривода. Техническое задание задает технологические режимы работы объекта управления, а следовательно режимы работы машин и устройств системы управления, которые необходимо выполнять. Техническое задание задает значение допустимых статических и динамических ошибок при автоматическом регулировании скорости, обработке заданных перемещений рабочего органа, которое необходимо выдерживать при заданных возмущениях. Выполнение этого требования приводит к необходимости правильного выбора параметров и характеристик электрических машин, аппаратов, приборов и устройств и определении необходимых режимов работы. В связи с этим возникают задачи синтеза всей СУЭП или отдельных её частей и узлов, в результате которого уточняется предварительно выбранная структурная схема, вводятся узлы, корректирующие переходные процессы и процессы установившегося движения. Электрическая схема, призванная выполнять определенное задание по автоматическому управлению тем или иным объектом, может быть

составлена в большом количестве вариантов. Следует выбирать лучшие варианты с учетом требований:

1. Простота и надежность управления. Наибольшая простота достигается минимальным количеством машин, аппаратов приборов и устройств, а также минимальным количеством элементов, из которых они состоят (контактов, катушек, транзисторов, тиристоров и др.). Наибольшая простота достигается использованием простых и однотипных машин, аппаратов приборов и устройств.

Максимальная надежность электрической схемы достигается её простотой, применением безотказно работающих машин, аппаратов приборов и устройств, обеспечивающих высокую прочность и долговечность, большое число включений до полного износа незаменимых частей, неизменность характеристик и параметров машин и других компонентов.

Надежность схемы существенно зависит от принятого принципа действия схемы и ее монтажа (предусматривается защита, монтаж на панелях следует осуществлять жестким проводом и т.д.), а также повышается за счет применения бесконтактных элементов, применения целесообразных электрических и механических блокировок .

2. Гибкость и удобство управления.

Облегчает и ускоряет работу операторов, позволяя быстро изменять режимы работы и устранять повреждения. Система автоматического управления является гибкой, если она позволяет быстрые и простые переходы от управления одними механизмами к управлению другими, от автоматического управления одними производственными процессами к управлению другими производственными процессами.

3. Простой контроль исправности схемы и удобства нахождения повреждений.

Для контроля исправности отдельных узлов и нахождения повреждений сложные электрические схемы секционируются, и отдельные секции питаются через свои предохранители и выключатели. Применяется сигнализация для показа состояния той или иной машины, аппарата, появление или исчезновение напряжения на отдельных участках схемы. Для быстрого нахождения неисправности необходимо проводить маркировку цепей схемы, монтаж выполнять разноцветными проводами и окрашивать шины в соответствующие цвета.

4. Четкость действия при нормальных и аварийных режимах.

СУЭП при любых режимах работы должна обеспечить строгую последовательность работы машин, аппаратов и должны отсутствовать ложные цепи (возникающие при сгорании катушек, приваривании контактов и др.). Любое из этих повреждений не должно вызывать развития аварии.

5. Удобство монтажа, эксплуатации и ремонта.

Монтаж сложных СУЭП делят на ряд промежуточных операций: монтировать отдельно узлы, блоки, настраивать их и настроенными доставлять на место монтажа, плановые ремонты (средний и капитальный) сложных устройств проводятся в специальных цехах, мастерских, лабораториях. В процессе эксплуатации требуется переналадка, чистка и замена отдельных деталей, контроль за работой системы с помощью встроенных в неё и переносных контрольно-измерительных приборов, производства некоторых операций вручную. В этом случае система должна предусматривать удобство проведения всех этих операций. Все аппараты и машины должны быть доступны как для замены отдельных элементов, так и аппаратов, а также должны иметь наладочные переключатели, детали настройки реле и других аппаратов, подстроечные потенциометры.

6. Минимальные размеры и стоимость устройств управления.

7. Безопасность обслуживания и другие требования (они определены в ПУЭ, ПТЭ и ПТБ, правилах пожарной безопасности, правилах обслуживания взрывоопасных установок).

1.5 Классификация электрических схем

Электрические схемы могут оформляться как самостоятельный документ или входить в состав комбинированной схемы, содержащей элементы и связи отдельных видов.

Электрические схемы всех типов по назначению отражают их специфические особенности и делятся на четыре группы:

1. Для общего ознакомления с электрическими составными частями объекта и изучение общих принципов их работы и их взаимосвязей.
2. Для определения полного состава объекта, подробного изучения принципов работы изделия, а так же для расчета.
3. Для представления сведений об электрических соединениях составных частей изделия или изделия в целом.
4. Для определения относительного расположения объектов или составных частей объекта, а при необходимости так же электрических соединений (проводов, жгутов, кабелей).

Электрическая схема имеет 4-х значный шифр. Буквенное обозначение указывает вид схемы, 1-я цифра определяет группу, 2-я и 3-я-указывает номер в данной группе(тип схемы). В схемах СУЭП целесообразно установить подтипы схем, присвоив им следующие цифровые шифры (таблица 1.1):

Таблица 1.1 – Классификация электрических схем

Группа	Тип схемы	ШИФР			
		группы	типа	полный	схемы
1	Структурная	1	01	101	Э101
	Функциональная		02	102	Э102
2	Принципиальная	2	01	201	Э201
	Эквивалентная		02	202	Э202
3	Соединений	3	01	301	Э301
	Общая		02	302	Э302
	Подключения		03	303	Э303
4	Располож-я эл.обор.	4	01	401	Э401
	Проводки на планах		02	402	Э402
	Электроснабжения		03	403	Э403

Например: “Схема электрическая принципиальная” – Э201.; “Схема электрических соединений” – Э301.

Подтипы схем:

- 1 - Схема электрическая силовых цепей;
- 2 - Схема электрическая цепей управления;
- 3 - Схема электрическая цепей защиты;
- 4 - Схема электрическая цепей сигнализации;
- 5 - Схема электрическая цепей измерения;
- 6 - Схема электрическая цепей источников питания.

Например: “Схема электрическая принципиальная силовых цепей” – Э201.1.

Разделение подтипа от типа схемы осуществляется точкой. В СУЭП в большинстве случаев используются: схемы электрические структурные, функциональные, принципиальные.

Структурная схема отображает принцип работы в общем виде. На схеме приводятся все основные функциональные части изделия (элементы, устройства, функциональные группы), а также основные взаимосвязи между ними. Построение схемы должно давать основные представления о последовательности взаимодействия функциональных блоков в изделии. Направление хода процессов в изделии отображается стрелками на линиях взаимосвязи.

Функциональные части на схеме изображаются прямоугольниками или условно-графическими изображениями. При обозначении функциональных частей в виде прямоугольников их наименования, типы и обозначения пишутся внутри прямоугольников.

Функциональная схема наглядно отображает последовательность функциональных процессов, иллюстрируемых схемой. Функциональные части и связи между ними отображаются в виде условно-графических обозначений. Отдельные функциональные части на схеме допускается изображать в виде прямоугольников. Элементы и устройства на схеме допускается изображать совмещенным или разнесенным способом, а схемы выполнять в многолинейном или однолинейном изображении, по правилам выполнения принципиальных схем.

Принципиальная схема является наиболее полной электрической схемой изделия, на которой изображают все электрические элементы и устройства, необходимые для осуществления в изделии заданных электрических процессов, все связи между ними, а также элементы подключения, которыми заканчиваются входные и выходные цепи. Электрические элементы на схемах изображаются в соответствии с условно-графическими изображениями в соответствующих размерах.

Глава 2 Общие вопросы управления электроприводами

2.1 Математическое описание нелинейных СУЭП и их линеаризация

При проектировании СУЭП используют как теоретические, так и экспериментальные методы анализа и синтеза. Использование теоретических методов требует предварительного математического описания системы. На основании известной функциональной схемы выполняют описание путем составления разностных или дифференциальных, алгебраических и логических уравнений, которые описывают работу всех элементов и связей системы.

Наиболее распространенными способами математического описания, применяемыми в практике, являются:

- 1) дифференциальные уравнения, записываемые в той или иной форме;
- 2) структурные схемы, являющиеся графической интерпретацией дифференциальных уравнений;
- 3) матричные структурные схемы, находящие в настоящее время наибольшее распространение при описании линеаризованных систем.

Реальные СУЭП содержат элементы, которые в своем подавляющем большинстве описываются нелинейными уравнениями. Это обусловлено рядом причин:

- 1) нелинейностью статических характеристик элементов. Статическая характеристика – это зависимость выходной величины x_2 элемента от входной x_1 в установившемся режиме.
- 2) в уравнения элементов могут входить произведения переменных, их производных и иные более сложные функциональные зависимости.
- 3) Нередко в состав СУЭП входят элементы с дискретными сигналами – а) импульсные, б) цифровые и в) релейные.

а) Импульсные элементы осуществляют квантование (дробление) сигналов во времени, а цифровые элементы – также и квантование сигналов по уровню. Импульсные и цифровые элементы и системы в отличие от непрерывных элементов и систем описываются не дифференциальными, а разностными уравнениями.

в) Для релейных элементов типично квантование сигналов только по уровню, что делает их статические характеристики нелинейными в принципе.

В системе с цифровыми элементами (в цифровых СУЭП) обычно шаг квантования переменных по уровню мал по сравнению с требуемой точностью представления этих переменных и может не учитываться. При этом цифровые элементы сводятся к импульсным.

Сложность современных СУЭП имеет своим следствием и сложность их математического описания. Поэтому при использовании теоретических методов анализа и синтеза стараются получить математическую модель СУЭП в виде линейных уравнений. С этой целью нелинейные элементы линеаризуют, т.е. заменяют нелинейные уравнения элементов некоторыми приближенными линейными уравнениями, решения которых, однако, достаточно близки к решениям исходных нелинейных уравнений.

В свою очередь для большинства СУЭП с импульсными (импульсных систем) удастся воспользоваться возможностью рассматривать их как эквивалентные непрерывные. В состав любой импульсной СУЭП входит непрерывная часть, которая играет роль фильтра низких частот. При достаточно большой частоте импульсов, образующих выходной сигнал x_2 импульсного элемента, непрерывная часть системы реагирует только на низкочастотную составляющую сигнала x_2 , несущую всю информацию о непрерывном сигнале x_1 на входе импульсного элемента. Дискретность работы импульсного элемента обуславливает возникновение на входе системы высокочастотной составляющей в виде помехи, частотный спектр которой кратен частоте импульсного элемента

$$f_0 = 1/T_0 \quad (2.1)$$

где T_0 – период квантования импульсов по времени. Тогда условие допустимости сведения импульсной системы к непрерывной:

$$f_0 \geq 3f_{\text{пр}} \quad (2.2)$$

где $f_{\text{пр}}$ – наибольшая частота сигнала, пропускаемого непрерывной частью системы, Гц.

Для составления уравнений математической модели СУЭП используют общепринятый подход. Система (17.2) расчленяется на отдельные динамические звенья, причем удобно разбивать систему по возможности на типовые линейные динамические звенья:

- инерционные
 - колебательные
 - интегрирующие и т.д.,
- и типовые нелинейные безынерционные звенья.

Тогда практически каждый реальный физический элемент системы может быть представлен либо одним типовым звеном, либо комбинацией из нескольких типовых звеньев.

Важное значение имеет рациональный выбор переменных. Например, для электромагнитных элементов предпочтительнее пользоваться уравнениями, в явном виде содержащими магнитный поток Φ и его производные, вместо использования индуктивности L и взаимной индуктивности M .

За выходную переменную таких элементов, как генераторы, выпрямители, усилители, целесообразно принимать ЭДС холостого хода E элемента, а не его выходное напряжение U , относя внутреннюю выходную цепь элемента с ее параметрами R и L к последующему элементу. В ряде случаев переменные величины заменяют их приращениями.

Математическое описание СУЭП можно считать законченным, когда получены дифференциальные и алгебраические уравнения для всех элементов и связей в количестве, необходимом для определения неизвестных переменных величин.

Простейший метод линеаризации нелинейных звеньев основан на разложении нелинейной функции в ряд Тейлора с последующим отбрасыванием членов ряда выше первого порядка малости.

Рассмотрим звено, описываемое нелинейным дифференциальным уравнением первого порядка

$$F_n(\dot{x}_2, x_2, x_1, f) = 0, \quad (2.3)$$

где f - возмущающее воздействие,

x_1 - входная величина звена,

x_2 - выходная величина звена,

\dot{x}_2 - производная выходной величины звена.

Линеаризация всегда производится относительно некоторого, заранее выбранного режима работы динамического звена. Чаще всего за исходный принимают установившийся режим, характеризуемый постоянством всех переменных. Обозначим эти постоянные величины X_1, X_2, F . Они связаны между собой уравнением статики:

$$F_n(0, X_2, X_1, F) = 0. \quad (2.4)$$

Все переменные в (2.3) записывают в виде:

$$\begin{aligned}x_1 &= X_1 + \Delta x_1; \\x_2 &= X_2 + \Delta x_2; \\f &= F + \Delta f,\end{aligned}\tag{2.5}$$

где $\Delta x_1, \Delta x_2, \Delta f$ – отклонения соответствующих переменных от исходных постоянных значений.

Предполагаем, что отклонения переменных от состояния равновесия (2.3) можно разложить в ряд Тейлора относительно точки с координатами $(0, X_2, X_1, F)$. В результате (2.3) после отбрасывания остаточного члена разложения запишется в виде:

$$F_{\text{н}}(0, X_2, X_1, F) + \left(\frac{\partial F_{\text{н}}}{\partial \dot{x}_2}\right) \Delta \dot{x}_2 + \left(\frac{\partial F_{\text{н}}}{\partial x_2}\right) \Delta x_2 + \left(\frac{\partial F_{\text{н}}}{\partial x_1}\right) \Delta x_1 + \left(\frac{\partial F_{\text{н}}}{\partial f}\right) \Delta f = 0.\tag{2.6}$$

Частные производные в этом уравнении, вычисляемые в точке исходного режима, представляют собой некоторые числа, зависящие от выбора исходного режима.

Учитывая (2.5), уравнение (2.6) можно записать в виде:

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial F_{\text{н}}}{\partial \dot{x}_2} \\ \frac{\partial F_{\text{н}}}{\partial x_2} \\ \frac{\partial F_{\text{н}}}{\partial x_2} \end{bmatrix} \Delta \dot{x}_2 + \Delta x_2 = - \begin{bmatrix} \frac{\partial F_{\text{н}}}{\partial x_1} \\ \frac{\partial F_{\text{н}}}{\partial x_2} \end{bmatrix} \Delta x_1 - \begin{bmatrix} \frac{\partial F_{\text{н}}}{\partial f} \\ \frac{\partial F_{\text{н}}}{\partial x_2} \end{bmatrix} \Delta f.\tag{2.7}$$

Обозначив

$$\begin{aligned}(\partial F_{\text{н}} / \partial \dot{x}_2) / (\partial F_{\text{н}} / \partial x_2) &= T; \\-(\partial F_{\text{н}} / \partial x_1) / (\partial F_{\text{н}} / \partial x_2) &= K; \\-(\partial F_{\text{н}} / \partial f) / (\partial F_{\text{н}} / \partial x_2) &= K_f,\end{aligned}$$

где T - постоянная времени звена;

K, K_f – его коэффициенты передачи,

получим обычную форму записи дифференциальных уравнений линейных звеньев СУЭП:

$$T \Delta \dot{x}_2 + \Delta x_2 = K \Delta x_1 + K_f \Delta f,$$

или

$$(T p + 1) \Delta x_2 = K \Delta x_1 + K_f \Delta f.\tag{2.8}$$

Аналогично производится линеаризация звеньев, описываемых уравнениями более высоких порядков. Условие возможности линеаризации путем разложения в ряд Тейлора – дифференцируемость и однозначность функции $F_{\text{н}}$. В противном случае динамическое звено будет существенно нелинейным.

Ряд Тейлора:

$$f(x) = f(0) + \frac{f'(0)}{1!} x + \frac{f''(0)}{2!} x^2 + \frac{f'''(0)}{3!} x^3 + \dots,\tag{2.9}$$

где $f(0)$ – значение функции при $x = 0$;

$f'(0)$ – первая производная функции при $x = 0$.

Гармоническая линеаризация нелинейных элементов СУЭП позволяет распространить частотные методы (характеристики ЛАЧХ, ЛФЧХ, АФХ) для косвенного определения качества управления также и на нелинейные системы малого порядка.

Дана функция $f(x)$, непрерывная на промежутке $(-\pi, \pi)$ с периодом 2π , имеющая определенное конечное число экстремумов или не имеющая их вообще. Тогда для этой функции ряд Фурье:

$$\frac{a_0}{2} + a_1 \cdot \cos x + b_1 \cdot \sin x + \dots + a_n \cdot \cos nx + b_n \cdot \sin nx + \dots \quad (2.10)$$

где $a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cdot \cos nx \, dx$;

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cdot \sin nx \, dx.$$

Если на входе нелинейного безынерционного звена с уравнением $x_{\text{вых}} = x_{\text{вых}}(x_{\text{вх}})$ действует гармонический сигнал

$$x_{\text{вх}}(t) = A \sin \omega t,$$

т.е.

$$\dot{X}_{\text{вх}} = A \cdot e^{j\omega t},$$

то периодический сигнал $x_{\text{вых}}(t)$ на выходе элемента приближенно представляется при гармонической линеаризации первым членом ряда Фурье:

$$x_{\text{вых}}(t) \approx x_{\text{вых1}}(t) = X_{p1} \sin \omega t + X_{q1} \cos \omega t, \quad (2.11)$$

где

$$\begin{cases} X_{p1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} X_{\text{вых}}(A \sin \omega t) \cdot \sin \omega t \, d(\omega t) \\ X_{q1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} X_{\text{вых}}(A \sin \omega t) \cdot \cos \omega t \, d(\omega t) \end{cases}$$

Выходной сигнал элемента можно также выразить в комплексной форме:

$$\dot{X}_{\text{вых}} \approx X_{p1} + jX_{q1} = A_1 e^{j(\omega t + \varphi_1)}, \quad (2.12)$$

где $A_1 = \sqrt{X_{p1}^2 + X_{q1}^2}$, $\varphi_1 = \arctg \frac{X_{q1}}{X_{p1}}$.

Таким образом, нелинейный безынерционный элемент при действии на его входе гармонического сигнала может быть при фиксированных A заменен эквивалентным безынерционным элементом – линейным звеном – и описан комплексным коэффициентом передачи, или амплитудно-фазовой характеристикой (что то же самое):

$$W_H(A) = P_H(A) + jQ_H(A), \quad (2.13)$$

где $P_H(A) = X_{p1}/A$;

$Q_H(A) = X_{q1}/A$ – коэффициенты гармонической линеаризации.

Наиболее часто линейризации по формуле (2.7) подвергаются нелинейные статические характеристики звеньев. Например, для звена с уравнением статической характеристики:

$$F_{\Sigma}(0, x_2, x_1, 0) = 0 \quad (2.14)$$

линеаризация в окрестности исходной точки O_1 с координатами (X_1, X_2) сводится к замене графика нелинейной функции касательной (Рисунок 2.1).

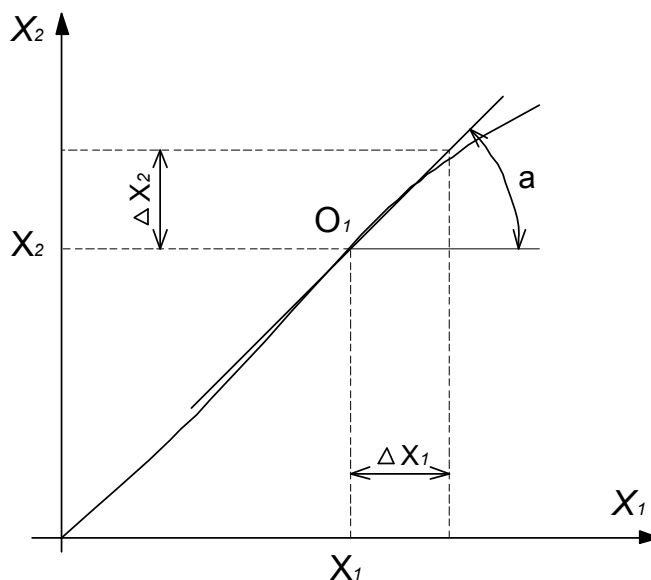


Рисунок 2.1 – Линеаризованная статическая характеристика звена

Линеаризованное уравнение статической характеристики звена согласно (2.7) будет иметь вид:

$$\Delta x_2 = -[(\partial F_{\Sigma} / \partial x_1) / (\partial F_{\Sigma} / \partial x_2)] \Delta x_1 = K \Delta x_1. \quad (2.15)$$

Здесь коэффициент передачи K определяет производную функции $x_2 = x_2(x_1)$, заданной в неявной форме уравнением (2.14), т.е.:

$$K = \frac{\partial x_2}{\partial x_1} = m \cdot \arctg \alpha, \quad (2.16)$$

где m – коэффициент, учитывающий масштабы, принятые по осям координат.

Еще один метод линеаризации статических характеристик звеньев СУЭП – метод минимальной квадратичной ошибки (метод наименьших квадратов).

Пусть статическая характеристика звена определяется уравнением (2.17):

$$F_{\Sigma}(0, x_2, x_1, f) = 0 \quad (2.17)$$

и задана числом точек m с совокупностями координат x_{2i}, x_{1i}, f_i ($i=1, 2, \dots, m$) в окрестности рабочей точки O_1 , которой соответствуют значения X_2, X_1, F . Следовательно, каждой совокупности $\Delta x_{1i}, \Delta f_i$ соответствует определенное значение Δx_{2i} . Необходимо

определить соотношения между приращениями переменных в окрестности рабочей точки O_1 , т.е. коэффициенты уравнения:

$$\Delta x_2 = k \cdot \Delta x_1 + k_f \cdot \Delta f, \quad (2.18)$$

где величина k определяется согласно (2.16) для характеристики $x_2 = x_2(x_1)$ при $f = const = F$, а величина k_f - выражением:

$$k_f = \partial x_2 / \partial f = m_f \cdot \arctg(\beta), \quad (2.19)$$

так, чтобы сумма квадратов разностей между двумя значениями Δx_2 - одного из них, найденного из (1.18), и другого, полученного из заданной числовой совокупности, была минимальной, т.е. нужно найти такие значения x и k_f , при которых выражение

$$E^2 = \sum_{i=1}^m (k \cdot \Delta x_{1i} + k_f \cdot \Delta f_i - \Delta x_{2i})^2 \quad (2.20)$$

было бы минимальным.

Для минимизации E^2 находят частные производные $\partial E^2 / \partial k$, $\partial E^2 / \partial k_f$ от правой части уравнения (2.19) и приравнивают к нулю. Полученную систему линейных уравнений решают совместно. При одной независимой переменной x_1 уравнение линеаризованной статической характеристики определяется выражением (2.15), в котором

$$k = \frac{\sum_{i=1}^m \Delta x_{1i} \cdot \Delta x_{2i}}{\sum_{i=1}^m \Delta^2 x_{1i}}. \quad (2.21)$$

Линеаризованная статическая характеристика звена для этого случая показана на рисунке 2.2 линией ВВ. Для сравнения здесь же показана линией АА линеаризованная характеристика, полученная по первому способу.

Метод наименьших квадратов дает в пределах заданной рабочей области лучшую аппроксимацию нелинейной характеристики, чем метод ряда Тейлора, однако он более трудоемок.

После линеаризации динамических звеньев СУЭП (в ее линейном приближении оказывается уже) они обычно могут быть представлены типовыми линейными динамическими звеньями направленного действия или их комбинациями.

Преобразование структурных схем с нелинейными элементами имеет свои особенности. Для линейных систем основные правила преобразования структурных схем общеизвестны. В нелинейных системах выполняются два принципа: принцип суперпозиции и принцип коммутативности (возможности перемены местами элементов). Остаются в силе правила перемещения суммирующего узла через узел разветвления и перемещение звена через узел разветвления (Рисунок 2.3 а, б).

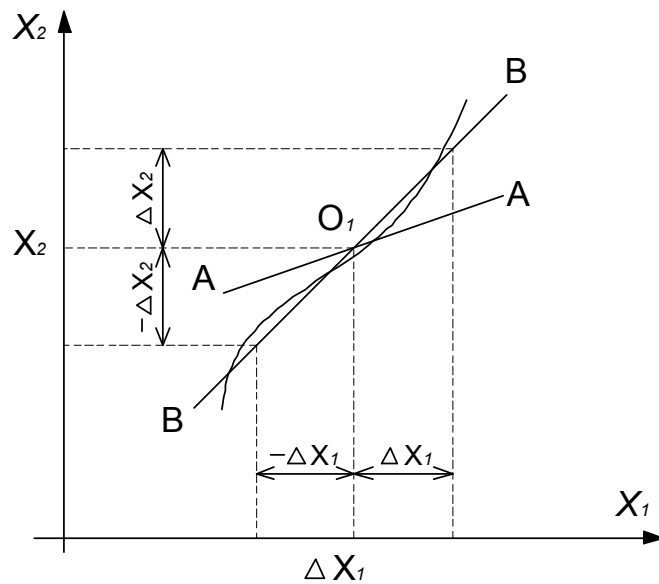


Рисунок 2.2 – Линеаризованная статическая характеристика звена методом наименьших квадратов

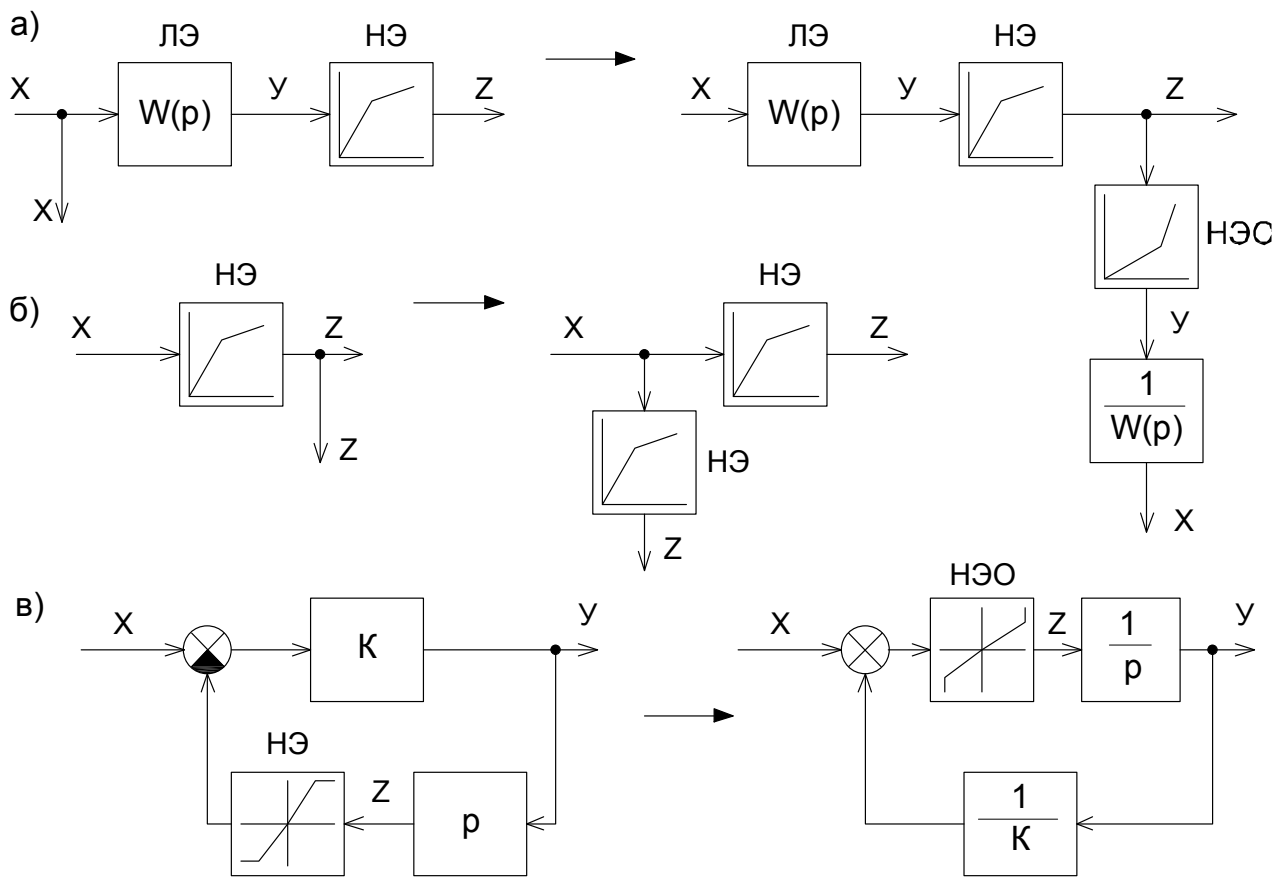


Рисунок 2.3 – Преобразование структурных схем с нелинейными элементами

Кроме этого, в системе с отрицательной обратной связью можно менять местами звенья, включенные в цепи прямой и обратной связи, с заменой их характеристик обратными.

В тех случаях, когда основной задачей является комплексное исследование сложной системы, структурную схему можно упростить за счет перехода к относительным величинам, т.е. применить нормирование.

Под величиной в относительных единицах понимают отношение некоторой величины x к ее базовому значению x_0 , за которое обычно принимают значение в наиболее установившемся характерном режиме.

2.2 Формы математического описания линеаризованных СУЭП

Если все нелинейные элементы СУЭП могут быть линеаризованы, т.е. описаны линейными дифференциальными уравнениями, то математическая модель системы будет представлять собой совокупность линейных алгебраических и дифференциальных уравнений в отклонениях (приращениях) переменных. Удобно уравнения записывать в операторной форме. Например, для i -го линеаризованного звена 2-го порядка дифференциальное уравнение:

$$a_{0i} \cdot p^2 \cdot \Delta x_{2i} + a_{1i} \cdot p \cdot \Delta x_{2i} + a_{2i} \cdot \Delta x_{2i} = (a_{0i} \cdot p^2 + a_{1i} \cdot p + a_{2i}) \cdot \Delta x_{2i} = b_i \cdot \Delta x_{1i} + c_i \cdot \Delta f_i, \quad (2.22)$$

где Δx_{2i} и Δx_{1i} - отклонение выходной и входной величины звена от начальных установившихся значений;

Δf_i - приращение воздействующего воздействия.

Совместное решение всех уравнений линейной модели позволяет найти дифференциальное уравнение СУЭП:

$$\begin{aligned} a(p)\Delta y &= (a_0 \cdot p^n + \dots + a_n) \cdot \Delta y = (b_0 \cdot p^m + \dots + b_m) \cdot \Delta g + (c_0 \cdot p^l + \dots + b_l) \cdot \Delta f_1 = \\ &= b(p) \cdot \Delta g + c(p) \cdot \Delta f_1. \end{aligned} \quad (2.23)$$

Приращение регулируемой величины в системе Δy обусловлено переходным процессом, вызванными изменениями задающего воздействия на величину Δg и основного возмущающего воздействия на величину Δf_1 .

Рассмотрим в качестве примера замкнутую СУЭП, включающую в себя объект регулирования в виде интегрирующего звена с постоянной времени T_0 , на вход которого поступает напряжение с выхода источника питания ΔU_{Π} и возмущение $\Delta U_{\text{ВОЗМ}}$. Коэффициенты передачи по каналам воздействий K_0 и $K_{\text{ВОЗМ}}$. Источник питания описан апериодическим звеном (коэффициентом передачи K_{Π} и малой постоянной времени T_{μ}), в качестве регулятора используется усилитель с коэффициентом усиления K_p .

Система уравнений, отвечающая физике явлений в описанном контуре имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_{\text{ВЫХ}} &= \frac{1}{T_0 p} (K_0 \cdot \Delta U_{\text{П}} + K_{\text{ВОЗМ}} \cdot \Delta U_{\text{ВОЗМ}}); \\ \Delta U_{\text{П}} &= \frac{K_{\text{П}}}{T_{\mu} p + 1} \Delta U_{\text{Р}}; \\ \Delta U_{\text{Р}} &= K_{\text{Р}} \cdot (\Delta U_{\text{У}} - \Delta U_{\text{О.С.}}); \\ \Delta U_{\text{О.С.}} &= K_{\text{О.С.}} \cdot \Delta U_{\text{ВЫХ}}. \end{aligned} \right\} \quad (2.24)$$

где $p = \frac{d}{dt}$, $\Delta U_{\text{Р}}$ - приращение напряжения на выходе регулятора, $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ - приращение регулируемой величины.

Этим уравнениям соответствует структурная схема в абсолютных единицах (Рисунок 2.4).

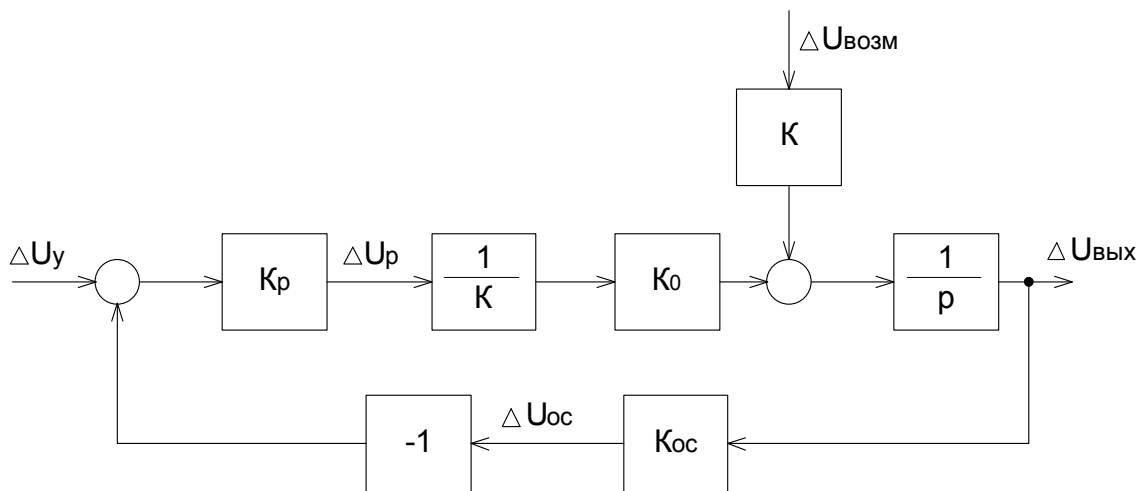


Рисунок 2.4 – Структурная схема системы в абсолютных единицах

Для контура второго порядка, описываемого уравнениями (2.24), исключая переменные $\Delta U_{\text{Р}}$ и $\Delta U_{\text{О.С.}}$, производные от которых не фигурируют в описании системы, уравнения в нормальной форме можно записать так:

$$\left. \begin{aligned} p \cdot \Delta U_{\text{П}} &= \frac{1}{T_{\mu} p} (-\Delta U_{\text{П}} + K_{\text{ВОЗМ}} \cdot K_{\text{П}} \cdot K_{\text{ОС}} \cdot \Delta U_{\text{ВЫХ}} + K_{\text{П}} \cdot K_{\text{Р}} \cdot \Delta U_{\text{У}}); \\ p \cdot \Delta U_{\text{ВЫХ}} &= \frac{1}{T_0} (K_0 \cdot \Delta U_{\text{П}} + K_{\text{ВОЗМ}} \cdot \Delta U_{\text{ВОЗМ}}). \end{aligned} \right\} \quad (2.25)$$

С целью сокращения числа коэффициентов можно нормировать уравнения, приняв за базовое значение выходной координаты $U_{\text{ВЫХ.Б.}}$ и определив базовые значения:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{ВОЗМ.Б.}} &= U_{\text{ВЫХ.Б.}} / K_{\text{ВОЗМ.}}; \\ U_{\text{П.Б.}} &= U_{\text{ВЫХ.Б.}} / K_0; \\ U_{\text{Р.Б.}} &= U_{\text{П.Б.}} / K_{\text{П.}}; \\ U_{\text{У.Б.}} &= U_{\text{О.С.Б.}} = K_{\text{О.С.}} \cdot U_{\text{ВЫХ.Б.}} \end{aligned} \right\} \quad (2.26)$$

Введя обозначения:

$\Delta \bar{U}_\Pi = X_1$, $\Delta \bar{U}_{ВЫХ} = X_2$, $p\Delta \bar{U}_\Pi = \dot{X}_1$, $p\Delta \bar{U}_{ВЫХ} = \dot{X}_2$ уравнения (2.25) можно записать:

$$\left. \begin{aligned} \dot{X}_1 &= \frac{1}{T_\mu} (-X_1 - \bar{K}_P \cdot X_2 + \bar{K}_P \cdot \Delta \bar{U}_V); \\ \dot{X}_2 &= \frac{1}{T_0} (X_1 + \Delta \bar{U}_{ВОЗМ}). \end{aligned} \right\} \quad (2.27)$$

где $\Delta \bar{U}_V = \Delta U_V / U_{V.Б.}$; $\Delta \bar{U}_{ВОЗМ} = \Delta U_{ВОЗМ} / U_{ВОЗМ.Б.}$; $\bar{K}_P = K_P U_{V.Б.} / U_{P.Б.}$.

Данным уравнениям соответствует детализированная структурная схема (Рисунок 2.5).

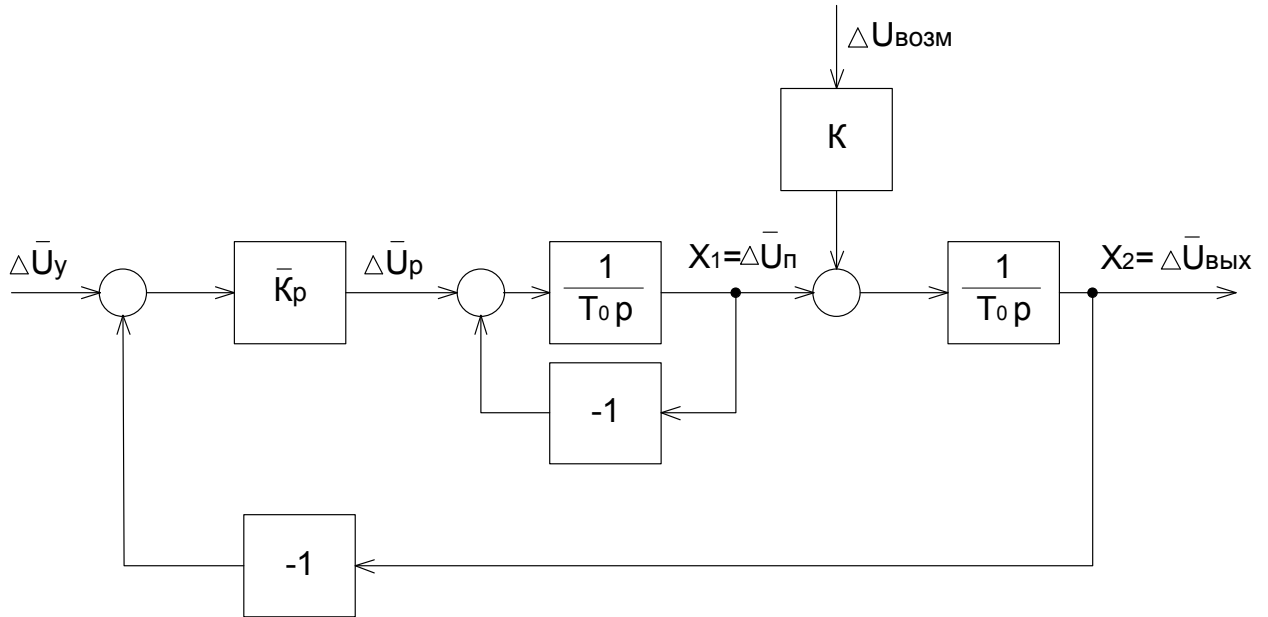


Рисунок 2.5 – Детализированная структурная схема

Система уравнений, описывающих динамику системы управления, может быть записана в следующей комплексной форме:

$$\left. \begin{aligned} \dot{X} &= A \cdot X + B \cdot U, \\ Y &= C \cdot X. \end{aligned} \right\} \quad (2.28)$$

где $A - (n \times n)$ - матрица коэффициентов,

$B - (n \times m)$ - матрица управления,

$C - (r \times n)$ - матрица выходного сигнала.

Такой записи соответствует матричная структурная схема (Рисунок 2.6).

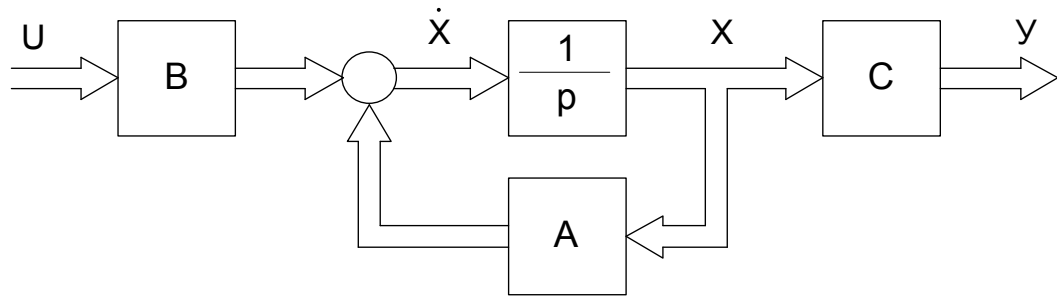


Рисунок 2.6 – Матричная структурная схема

Для рассматриваемого примера можно записать, предполагая, что измеряемой координатой является только x_2 :

$$x = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix}; y = x_2; U = \begin{bmatrix} \Delta \bar{U}_V \\ \Delta \bar{U}_{ВОЗМ} \end{bmatrix}; A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_\mu} & -\frac{\bar{K}_P}{T_\mu} \\ \frac{1}{T_0} & 0 \end{bmatrix}; A = \begin{bmatrix} \frac{\bar{K}_P}{T_\mu} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_0} \end{bmatrix}; C = [0 \quad 1].$$

Матрицы особенно необходимы при исследовании сложных систем на ЭВМ.

В отличие от структурных схем рисунок 2.4, рисунок 2.5 матричная структурная схема имеет необходимую информацию о системе совместно с выражениями для матриц А, В и С и только. Её удобно использовать также для рассмотрения сложных и многосвязных структур (в первую очередь).

Глава 3 Управление электроприводами при помощи релейно-контакторной аппаратуры

3.1 Основные положения

Проектирование СУЭП начинается, как правило, с составления элементной схемы управления в соответствии с техническим заданием. Схема управления состоит из типовых апробированных узлов. Первый вариант элементной электрической схемы подвергается рассмотрению согласно требованиям технического задания к составлению схемы. На основании этого производится выбор типа и параметров всех элементов, входящих в схему и принимаются решения по изменению отдельных узлов. Элементная схема получает окончательный вид.

После проектирования элементной схемы СУЭП по необходимости составляются монтажные схемы и выполняется конструктивная разработка по размещению электрооборудования в шкафах, на панелях, технологических машинах в соответствии с заданием.

При рассмотрении типовых узлов электрических схем СУЭП, осуществляющих пуск, торможение и реверсирование электродвигателя необходимо рассматривать принципы, по которым они работают. Наиболее часто выделяют принципы времени, скорости (ЭДС), тока, пути и др.

3.2 Узлы пуска и торможения электродвигателей, работающие по принципу времени

Управление в функции времени предполагает, что в схеме управления есть аппараты, контролирующие время (т.е. реле времени) настраиваемые на отсчёт наперед заданных выдержек времени t_i . Каждое реле включает соответствующий контактор ускорения, который закорачивает главным контактом нужную ступень пускового сопротивления. Современные реле (электронные, моторные и др.) могут обеспечить выдержки времени от сотых долей секунды до нескольких часов.

Выдержка времени для каждого реле определяется на основании расчета переходного процесса двигателя. Для электроприводов, имеющих линейные механические характеристики и при $M_c = \text{const}$, время разгона на i -той ступени определяется по выражению:

$$t_{\text{п}i} = T_{\text{М}i} \cdot \ln \left[\frac{M_{\text{НАЧ}_i} - M_c}{M_{\text{КОН}_i} - M_c} \right], \quad (3.1)$$

где $T_{\text{М}i}$ - электромеханическая постоянная времени на i -той ступени.

$$T_{\text{М}i} = J \left[\frac{\omega_{\text{КОН}_i} - \omega_{\text{НАЧ}_i}}{M_{\text{НАЧ}_i} - M_{\text{КОН}_i}} \right], \quad (3.2)$$

$\omega_{\text{НАЧ}_i}$, $\omega_{\text{КОН}_i}$ - начальные и конечные значения скорости ЭП на i -той ступени; J - момент инерции ЭП; $M_{\text{НАЧ}_i}$, $M_{\text{КОН}_i}$ - начальное и конечное значение момента ЭП на i -ой ступени.

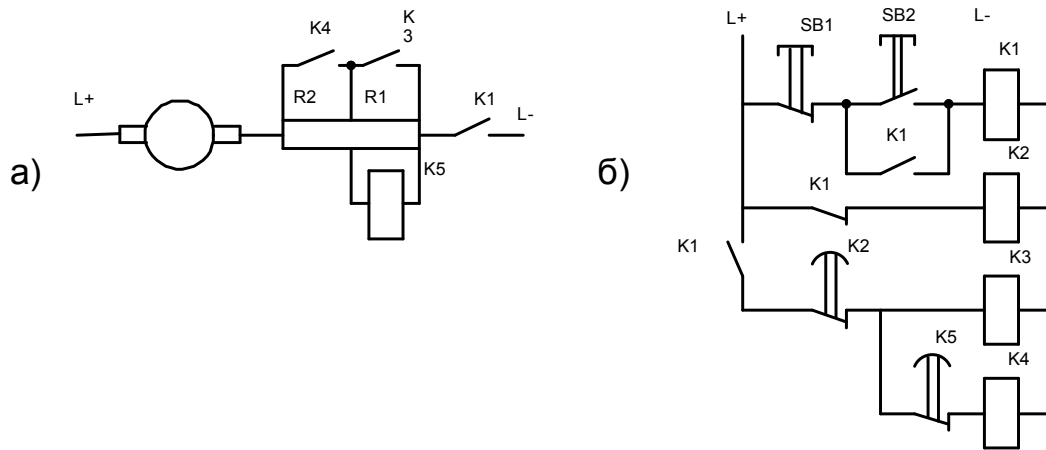


Рисунок 3.1 – Схема пуска ЭП в функции времени.

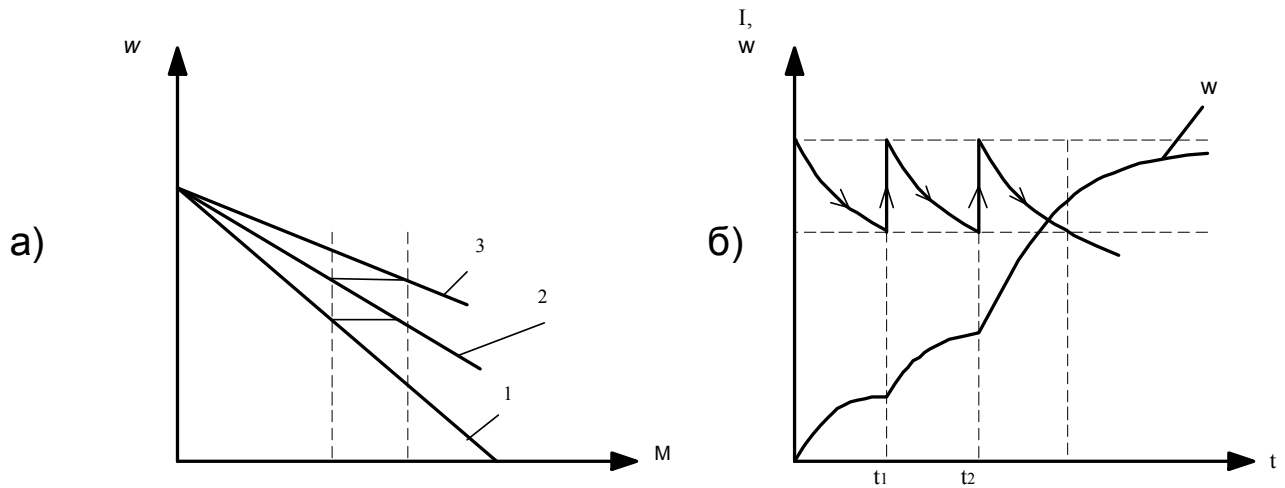


Рисунок 3.2 – Статические и динамические характеристики пуска ЭП функции времени.

При определении выдержки времени необходимо учитывать собственное время срабатывания аппаратов, которые в некоторых случаях могут быть соизмеримы с выдержкой времени реле.

Принцип действия схемы: после подачи напряжения на главные цепи и цепи управления срабатывает электромагнитное Реле К2, которое открывает свой размыкающий нормально закрытый контакт и тем самым не даёт возможности преждевременно включиться контакторам ускорения К3 и К4. Далее нажатие на кнопку SB2 приводит к включению контактора К1, который замыкает свой главный контакт в цепи якоря двигателя, замыкающим блок - контактом закорачивает пусковую кнопку SB2, а вторым замыкающим блок-контактом замыкает цепь катушки реле К2.

Двигатель начинает разгоняться в соответствии с первой искусственной характеристикой (рисунок 3.2 а). Реле К5 срабатывает и открывает свой размыкающий контакт, магнитный поток в сердечнике К2 после отключения катушки от сети уменьшается по экспоненциальному закону, в результате создаётся выдержка времени равная времени разгона двигателя на 1-ой ступени ускорения. По истечении необходимой выдержки времени, реле К2 замыкает свой контакт и включает контактор К3 закорачивающий 1-ую ступень сопротивления.

Начинается разгон двигателя согласно 2-ой искусственной характеристике и отсчёт выдержки времени вторым реле ускорения, катушка которого закорочена контактом К3, а магнитный поток в стальном сердечнике уменьшается также по экспоненте. Отсчитав нужную выдержку времени, реле К5 замкнёт свой замыкающий контакт в цепи катушки К4, который включившись закорачивает контакт цепи катушки контакта К4, который включившись закорачивает 2-ую ступень пускового реостата двигатель начинает работать на своей естественной хар-ке. Уставка реле времени К2 определяется, как разность между временем разгона двигателя согласно 1-ой искусственной МХ и собственным времён включения контактора К3:

$$t_{k2} = t_1 - t_{k3\text{ВКЛ.}}$$

Аналогично определяется уставка К4.

$$t_{k5} = t_2 - t_{k4\text{ВКЛ.}}$$

В качестве реле можно использовать реле времени различных классов.

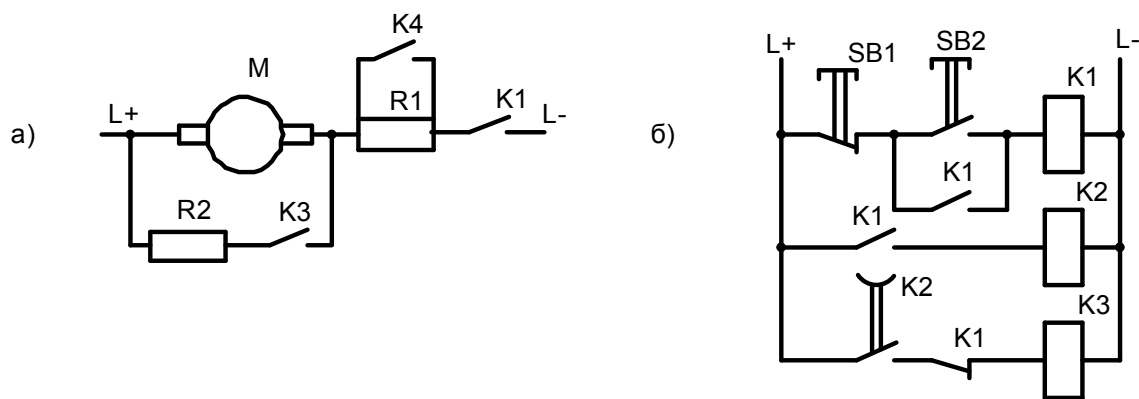


Рисунок 3.3 – Схема динамического торможения.

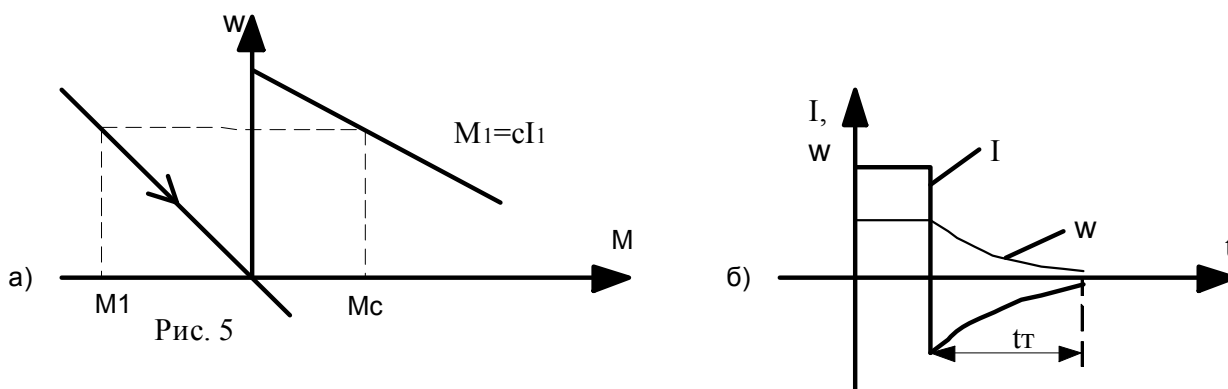


Рисунок 3.4 – Статические и динамические характеристики ЭП при динамическом торможении.

Принцип времени широко используется при управлении динамическим торможением.

На рисунке 3.3 и 3.4 представлены типовые узлы схемы динамического торможения ДПТ с независимым возбуждением, механические характеристики и кривые тормозного тока и скорости двигателя при торможении

Предположим, что двигатель работает с установившейся скоростью, тогда контакторы К1 и К4 включены и реле торможения К2 замкнуло свой контакт. Однако катушка тормозного контактора К3 не обтекается током т.к. в её цепи разомкнут размыкающий блок контакт К1. Для динамического торможения нажимается кнопка SB1 – “Стоп”, отключающая контактор К1, который своими главными контактами отключает двигатель от сети. Замыкающий блок контакт контактора К1 размыкает цепь катушки реле К2 и оно начинает отсчёт времени торможения. Размыкающий контакт контактора К1 замыкает цепь катушки контактора К3. Последний включается и замыкает якорь двигателя на тормозное сопротивление R2, что необходимо для начала динамического торможения. Уставка времени реле К2 должна быть приблизительно равна или превосходить время торможения – t_t .

Преимуществами управления пуском, торможением и реверсом по принципу времени является примерное постоянство времени пуска, торможения и реверса даже при значительных изменениях M_c , момента инерции, напряжений питающей сети, температуры катушек электромагнитных реле времени и пусковых сопротивлений, а также простота и надёжность. Недостаток такого управления: значительное возрастание толчков пускового тока, момента при соответствующем увеличении статического момента и момента инерции на валу двигателя.

3.3 Узлы пуска и торможения двигателей работающих по принципу скорости.

Управление по принципу скорости требует контроля скорости с последующим автоматическим воздействием на соответствующий аппарат управления. Скорость можно контролировать при помощи центробежных реле, но в схемах управления пуском двигателя они применяются редко. Они сложны, дороги, недостаточно точные и ненадежны. Применение тахогенераторов не следует считать достаточно экономичными для простой схемы управления.

Наиболее часто и просто в таких схемах скорость двигателя можно контролировать косвенным путём, т.е. через его ЭДС (для машин постоянного тока) или через ЭДС и частоту тока в роторе для асинхронных и синхронных машин.

Контролировать скорость ДПТ через его ЭДС можно благодаря тому, что при постоянном магнитном потоке в якоре возникает ЭДС пропорциональная скорости якоря. Катушки реле ускорения можно включать на напряжение якоря превышающее ЭДС только на величину падения напряжения в якоре ($I \cdot R_{я}$). При определенных значениях напряжения поочерёдно срабатывает реле (контакторы) ускорения, закорачивая ступени пускового сопротивления, значит контакторы ускорения в данном случае являются также и аппаратами контролирующими ЭДС якоря двигателя. На рисунках 3.5 и 3.6 приведены схема и графики автоматического пуска ДПТ параллельного или независимого возбуждения .

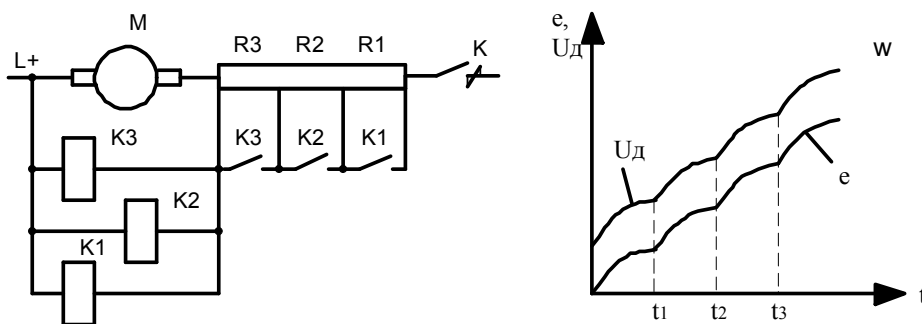


Рисунок 3.5 – Схема пуска двигателя в функции ЭДС.

Рисунок 3.6 – Графики пуска двигателя в функции ЭДС.

Каждый из контакторов ускорения, включенных в схему, настроен на определённое значение напряжения стягивания. Пуск начинается после включения линейного контактора К. В начале пуска напряжение на катушках контакторов К1, К2, К3 мало и равно падению напряжения на якоре. Поэтому контакторы не могут сработать и в цепь якоря введено сопротивление всех трех ступеней R1,R2,R3. По мере увеличения скорости ЭДС возрастает. При токе якоря – i_a , и скорости - ω_1 напряжение на катушке контактора К1:

$$U_{K1} = c * \omega_1 + I_a R_{\Sigma} = U_{K1},$$

контактор К1 срабатывает, закорачивает своими контактами 1-ую ступень сопротивления R1, затем включается контактор К2:

$$U_{K2} = c * \omega_2 + I_a R_{\Sigma} = U_{K2},$$

затем включается контактор К3:

$$U_{K3} = c * \omega_3 + I_a R_{\Sigma} = U_{K3}.$$

т.е. последовательно выключаются сопротивления и двигатель выходит на естественную характеристику

Недостатки схемы: **1)** двигатель практически пускается в различных условиях, что меняет скорости, при которых закорачиваются сопротивления; **2)** изменение скоростей переключения ступеней пускового сопротивления и бросков тока при колебаниях подводимого напряжения; **3)** значительное различие напряжений втягивания контакторов ускорения, требующие различные регулировки контакторов для различного исполнения их катушек.

Применение:

1. в схемах автоматического пуска ЭП нажимных устройств прокатных станов;
2. в ЭП металлорежущих станков малой мощности.

Большее применение такой узел имеет при автоматическом управлении торможением (Рисунок 3.7).

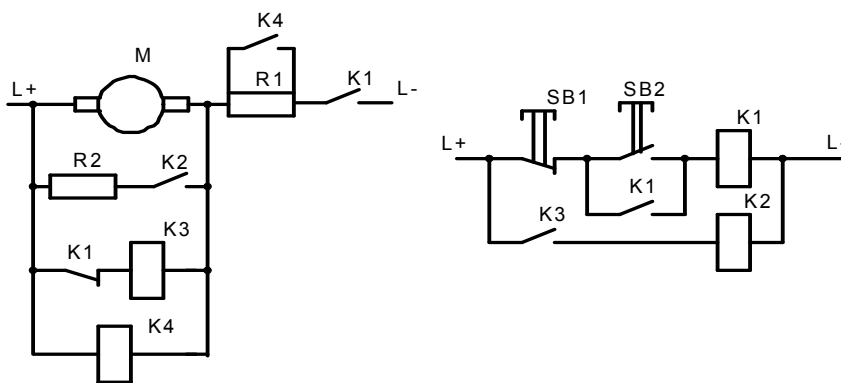


Рисунок 3.7 – Схема торможения двигателя.

В исходном положении ни один аппарат не срабатывает. При нажатии SB2 включается контактор К1, двигатель подключается к сети через пусковое сопротивление R1 и разгоняется. В нужный момент включается контактор К4, т.е. привод вышел на естественную характеристику. При нажатии SB1 отключается контактор К1, включается реле К3, и контактор К2. Начинается динамическое торможение.

Расчет сопротивления динамического торможения выполняется следующим образом:

Для начального момента торможения $E_m = I_{дв}(R_{я} + R_2)$.

Отсюда $R_2 = E_m / I_{дв} - R_{я}$.

Здесь:

$E_m = E_n \cdot (\omega_{тах} / \omega_{ном})$ - максимальная ЭДС при которой начинается динамическое торможение;

$I_{дв}$ - допустимый толчок тока при торможении (ограничен коммутацией машины);

$\omega_{тах}$ - максимальная скорость с которой начинается торможение;

E_n, ω_n - номинальные E и ω ;

$R_{я}$ - сопротивление якоря, дополнительных полюсов и щеток.

Тормозной момент будет снижаться в этой схеме прямо пропорционально скорости двигателя. При низкой скорости величина ЭДС станет равной напряжению отпущения реле динамического торможения K_3 . Оно откроет свой контакт в цепи катушки контактора K_2 , контактор отключается и дальнейшее замедление будет происходить под действием M_c . Большое практическое значение имеет вопрос правильного выбора реле динамического торможения. Исходя из необходимости получения минимального времени торможения при известных R_2 и M_c , реле должно иметь минимальный коэффициент возврата.

Достоинства узлов схем работающих по принципу скорости: простота и дешевизна.

Недостатки: зависимость времени пуска и торможения от величины статического момента, момента инерции, напряжения питающей сети, температуры сопротивлений и катушек, а также возможность задержки процесса пуска на промежуточной скорости вращения и перегревания пусковых сопротивлений, а также трудность настройки контакторов на различные напряжения втягивания.

3.4 Узлы пуска и торможения электродвигателей, работающих по принципу тока.

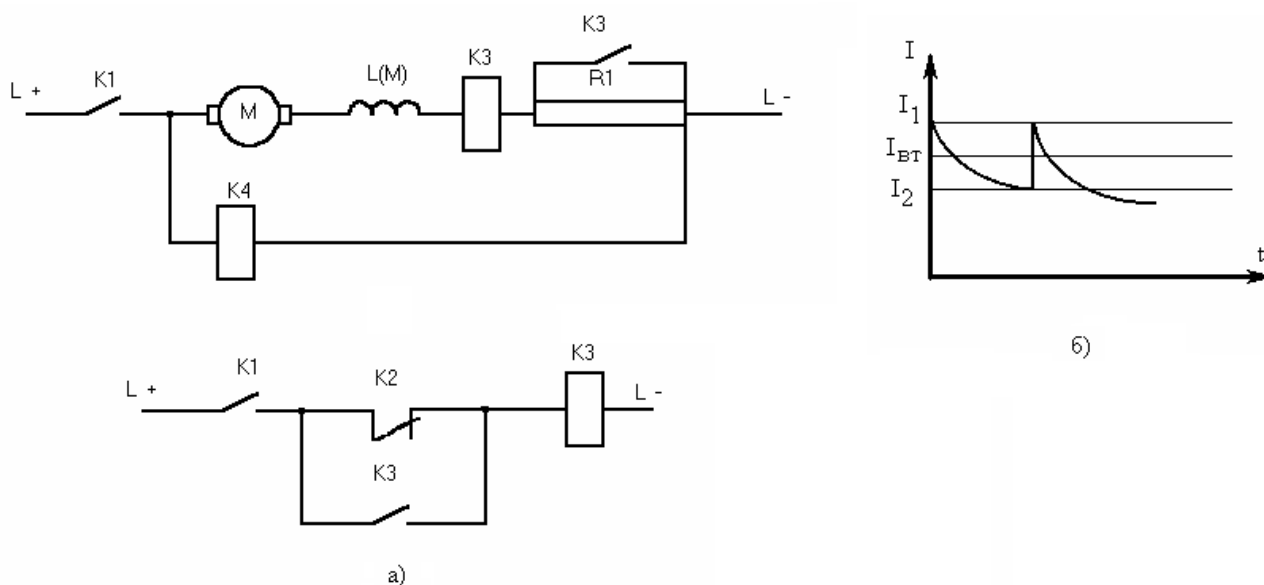


Рисунок 3.8 – Пуск и торможение по принципу тока (а) - схема пуска; б) - график тока.).

Управление в функции тока реализуется применением реле минимального тока. Эти реле включают контакторы ускорения в моменты достижения током двигателя заданного значения I_2 .

Узел такой схемы приведен на рисунке 3.8 в применении к ДПТ последовательного возбуждения, там же приведена кривая тока якоря при пуске. После замыкания контакта линейного контактора K_1 в главной цепи начинает протекать пусковой ток, постоянно уменьшающийся от значения I_1 . Реле ускорения K_2 имеет токовую катушку и срабатывает в

начале пуска, размыкая свой размыкающийся контакт в цепи катушки контактора КЗ. Ток втягивания этого реле меньше I_1 , а ток отпущения равен току переключения I_2 .

В цепи катушки контактора ускорения имеется замыкающий контакт блокировочного реле К4, не позволяющий контактору ускорения включиться сразу после включения контактора К1. Собственное время включения реле К4 выбирается большим или равным собственному времени включения реле ускорения К2. Контакт реле К2 закорачивается контактом контактора КЗ, следовательно, при втором броске пускового тока контактор КЗ остается включенным.

Принцип тока нашел довольно широкое применение при управлении полем двигателя независимого возбуждения в режимах автоматического пуска, торможения и реверсирования.

На рисунке 3.9 (а,б) представлен узел схемы пуска двигателя с использованием принципа тока при разгоне двигателя до заданной скорости, превосходящей номинальную.

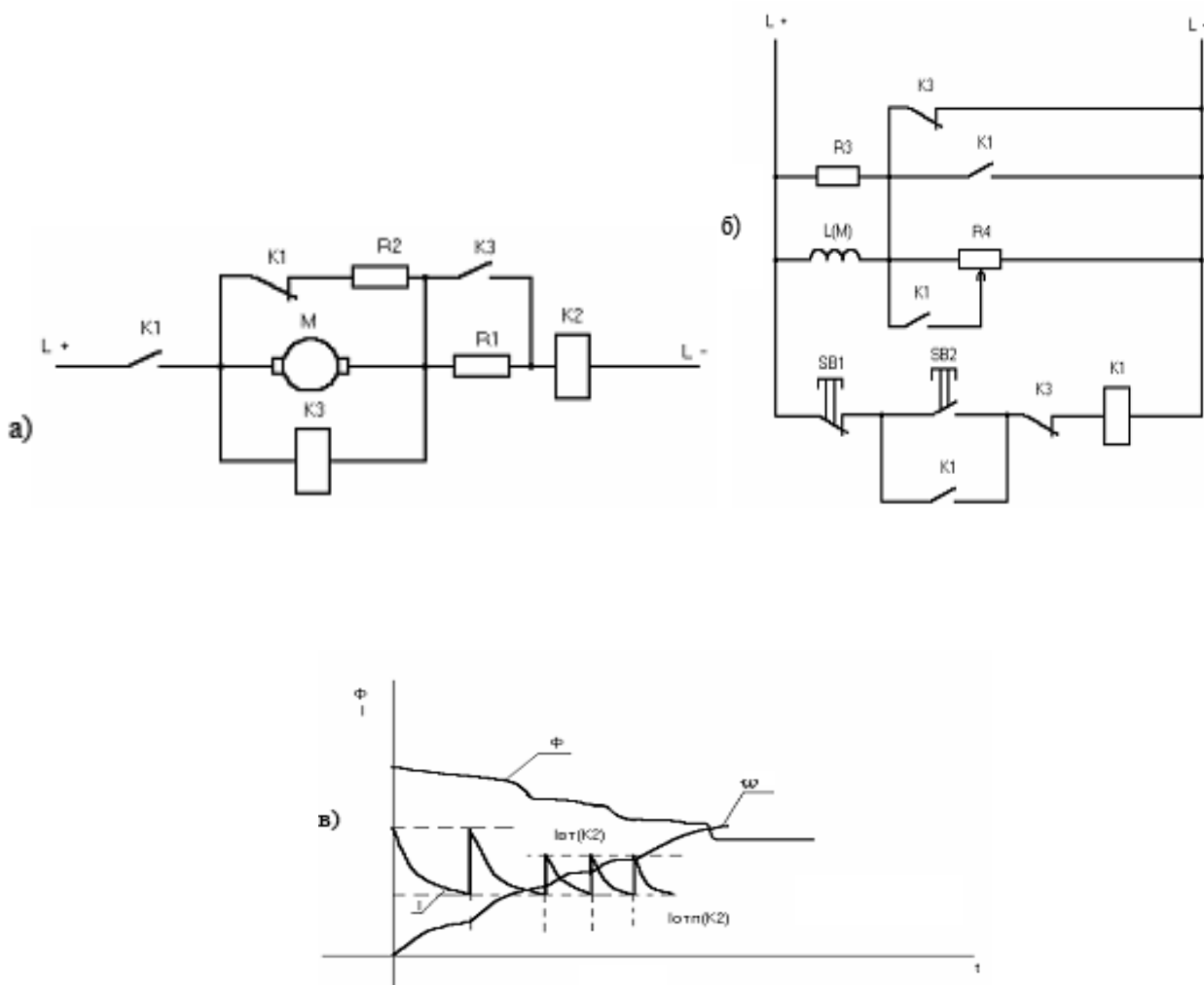


Рисунок 3.9 – Узел пуска ЭП в функции тока при разгоне двигателя до скорости, выше номинальной (а) – схема силовой части; б) – схема управления ЭП; в) – графики переходных процессов).

В исходном положении обмотка возбуждения $L(M)$ обтекается максимальным током, и двигатель имеет номинальный магнитный поток Φ_n . Нажатие на кнопку SB_2 (пуск) приводит к включению якоря двигателя с последовательным сопротивлением R_1 на напряжение сети. Начинается пуск двигателя, и реле управления полем K_2 закрывает свой

замыкающийся контакт в цепи возбуждения двигателя. При определенной скорости вращения включается контактор ускорения КЗ, после чего двигатель работает в соответствии со своей естественной характеристикой. Когда ток якоря уменьшится до тока "отпадания" реле К2, открывает свой контакт и начинается процесс ослабления поля. Если при этом ток в якоре достигнет тока втягивания, то реле К2 закроет свой контакт и начнет возрастание магнитного потока при одновременном увеличении скорости двигателя, т.к. ток якоря превышает ток, вызываемый моментом сопротивления M_c в установившемся режиме. Реле К2 может срабатывать несколько раз, прежде чем двигатель достигнет скорости, заданной регулятором возбуждения R4. Кривые тока скорости, магнитного потока приведены на рисунке 3.9, в. Сложный характер кривой тока объясняется следующими обстоятельствами.

1. Непрерывным изменением электромагнитной постоянной времени обмотки возбуждения за время процесса ослабления поля, начиная с минимальных значений при ненасыщенной машине и до максимальных при насыщенной.

2. Изменениями значений этой постоянной времени после каждого срабатывания реле К2, снижением постоянной при введении в цепь обмотки сопротивления регулятора возбуждения и увеличением при его закорачивании.

3. Изменением собственного времени срабатывания реле К2 и др.

Для приближенного расчета скорости сделаем следующие допущения:

Пренебрегаем инерционностью К2, считая ток якоря постоянным ($I_a = \text{const}$;) и равным средней величине между максимальным и минимальным значениям. Используем уравнения равновесия,

$$U_H = C\omega + I_{cp} R_{я} \quad (3.3)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = CI_{cp} - M_c \quad (3.4)$$

где: $I_{cp} = \frac{(I_{em} + I_{omn})}{2}$ - среднее значение между током втягивания и отпускания К2;

U_H - напряжение питающей сети;

Φ, ω - магнитный поток и скорость двигателя;

$R_{я}$ - сопротивление якорной цепи;

M_c, J - статический момент и момент инерции привода.

Исключив магнитный поток Φ из уравнений 3.3 и 3.4 получим:

$$\frac{CI_{cp}(U_H - I_{cp}R_{я})}{C\omega} - M_c = J \frac{d\omega}{dt} \quad (3.5)$$

$$B = \frac{CI_{cp}(U_H - I_{cp}R_{я})}{C} \quad (3.6)$$

с учетом этого обозначения запишем

$$dt = \frac{J\omega}{B - M_c\omega} d\omega \quad (3.7)$$

Проинтегрировав выражение (4.5), получим

$$t = \frac{J}{M_c} (\omega - \omega_{нач}) - \frac{BJ}{M_c^2} \ln \frac{B - M_c\omega_{нач}}{B - M_c\omega} \quad (3.8)$$

где $\omega_{нач}$ - скорость вращения машины в начале вибрационного ослабления поля.

Полученное выражение (3.8) позволяет при сделанных допущениях построить кривую скорости в процессе вибрационного ослабления поля. По кривой скорости, используя выражение (3.3), можно построить кривую потока машины, а затем, пользуясь кривой намагничивания $\Phi(I_v)$, - кривую тока возбуждения.

При торможении контактор К1 замыкает якорь на тормозное сопротивление R2. В начале торможения поле ослабляется до определенного значения, т.к. тот же контактор отключает ползунок регулятора возбуждения. Когда скорость значительно снизится, контактор К3 своим размыкающим блок-контактом зашунтирует регулятор возбуждения, поле усилится, что приведет к увеличению тормозного момента. Второй размыкающий блок-контакт контактора К3 (в цепи кнопки SB2 "Пуск") запрещает пуск при незаконченном торможении с неполным потоком Φ .

Достоинства: 1. Вибрационные устройства автоматически управляют полем машины в динамике (при пуске и торможении), используя принцип тока.

2. Значительно упрощаются схемы управления возбуждением машины (по сравнению со схемами, построенными по принципу времени).

Принцип тока также применяется при пуске и торможении асинхронных электродвигателей.

3.5 Узлы пуска и торможения электродвигателей по принципу пути

В СУЭП применяются электрические схемы, содержащие типовые узлы, работающие по принципу пути. Это означает, что какой - либо узел электрической схемы управления электродвигателями работает в зависимости от положения в пространстве рабочих органов машин, технологических механизмов. Здесь решаются задачи, отличные от задач приведенных выше. Эти узлы решают задачи подачи первоначальных сигналов на пуск или остановку электродвигателей, пуск или остановку двигателей только в определенной области перемещений, изменений режимов и т.д. в зависимости от положения рабочих органов. На рисунке 3.10 приведена схема одного из примеров перемещения рабочего органа на базе асинхронных электродвигателей в определенном диапазоне.

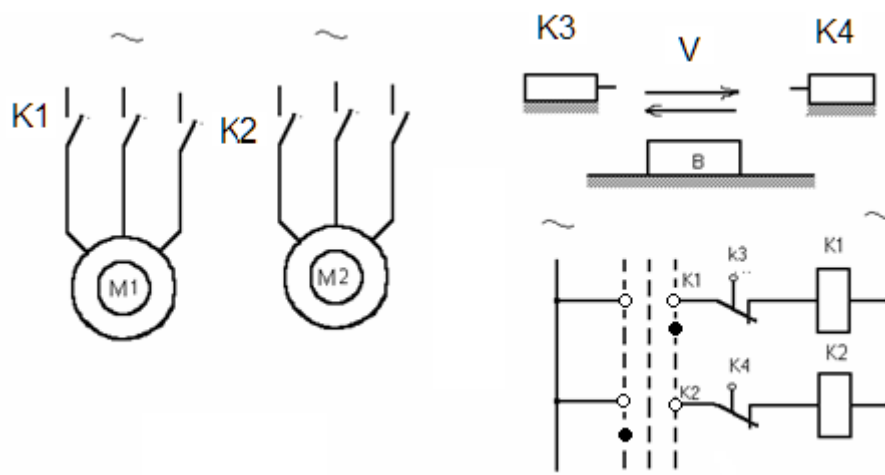


Рисунок 3.10 – Узел схемы автоматического управления асинхронными двигателями M1 и M2 в определенном диапазоне перемещений рабочего вала.

Совершающий горизонтальное перемещение рабочий орган В не находится ни в одном из крайних положений, следовательно, управление двигателями ничем не ограничено и при работе (замыкании или размыкании) командоконтроллера (или другого аппарата) пускается или останавливается один из двигателей M1 или M2. Если рабочий орган попадает в одно из

крайних положений, он нажимает на стержень соответствующего конечного выключателя (K3 или K4), а последующий отключает от сети соответствующий контактор и работающий электродвигатель (M1 или M2). Далее движение рабочего органа предполагается в обратную сторону (включается противоположный двигатель). В качестве исполнительных двигателей могут использоваться асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором, многоскоростные, двигатели с фазным ротором, двигатели постоянного тока.

Принцип пути широко применяется при управлении многодвигательными электроприводами различных металлорежущих станков, автоматических линий, транспортных устройств и в ряде других механизмов, а также в системах программного управления.

3.6 Типовые узлы схем автоматического управления электроприводами переменного и постоянного тока

3.6.1 Основные схемы узлов статорных цепей асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором

Если питающая сеть и сама машина допускают прямое включение на полное напряжение, то осуществляется прямой пуск подключением статора асинхронной машины с короткозамкнутым ротором к питающей сети. Для асинхронных двигателей $I_{пуск} = (5-7) I_n$. В иных случаях прибегают к схемам (рисунок 3.11):

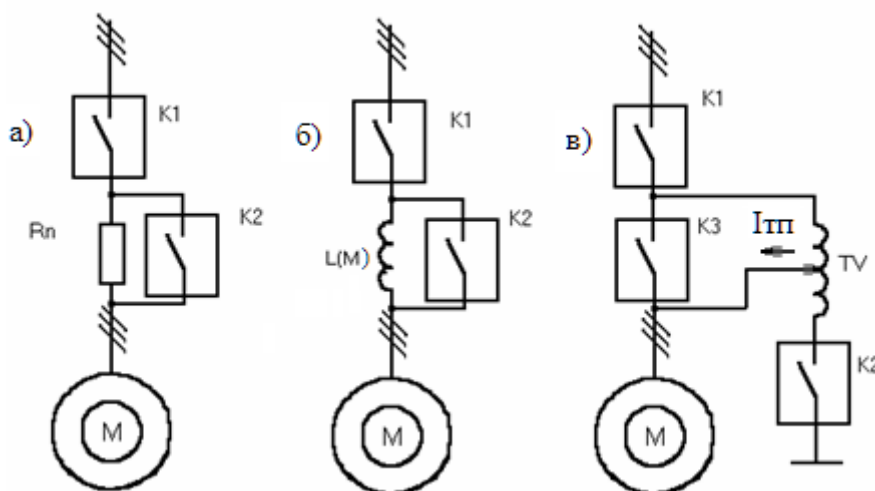


Рисунок 3.11 – Схемы пуска асинхронных двигателей.

- а) - с активными сопротивлениями;
- б) - с дросселями (реакторами);
- в) - автотрансформаторами.

Узел схемы включает только главные цепи машин, два выключателя K1 и K2, которые для низковольтных машин заменяются контакторами.

Для крупных высоковольтных машин до 1000 кВт и выше 1000 В потери энергии в пусковых сопротивлениях значительны, поэтому их заменяют индуктивными элементами (дросселями, реакторами).

Включение R и L служит для ограничения пускового тока и момента. Управление выключателями K1, K2 осуществляется в функции времени, тока.

Для обеспечения наибольшего пускового момента при заданном ограничении толчков тока применяется узел автотрансформаторного пуска. Включается K2, замыкая нулевую точку трансформатора, а затем K1 - машина подключается на пониженное напряжение.

После уменьшения пускового тока включается К3, а К2 выключается, при достижении определенной скорости ω_n .

Целесообразность применения автотрансформатора при пуске заключается в следующем. При пуске через добавочное сопротивление (дроссели, реакторы) пусковой момент (если не учитывать намагничивающий ток) пропорционален квадрату тока. Отношение пусковых моментов с добавочным сопротивлением и без него определяется выражением 3.9

$$M^D = \frac{M_{Rn}}{M_{Hn}} = \frac{I_{Rn}^2}{I_{Hn}^2} = K^2 \quad (3.9)$$

где M_{Rn} - пусковой момент при сопротивлении в цепи статора;

M_{Hn} - пусковой момент при номинальном напряжении;

I_{Rn} , I_{Hn} - соответствующие токи при наличии (отсутствии) сопротивлений в цепи статора.

При автотрансформаторном пуске пусковой момент падает пропорционально первой степени K . Если пусковой ток сети ограничен тем же значением I_{np} , то для первичной и вторичной обмоток трансформатора имеет выражение

$$I_{Rn} U_H = K I_{Hn} U_H \approx U_{mn} I_{mn} = \sqrt{K} \cdot I_{Hn} \cdot \sqrt{K} \cdot U_H \quad (3.10)$$

Относительный пусковой момент двигателя:

$$M_{mn}^D = \frac{M_{mn}}{M_{Hn}} = \left(\frac{I_{mn}}{I_{Hn}} \right)^2 = \left(\frac{I_{Hn} \sqrt{K}}{I_{Hn}} \right)^2 = K \quad (3.11)$$

На рисунке 3.12 приведены примерные характеристики $\omega=f(M)$ для прямого пуска 1, при пуске через сопротивления и дроссели 2 и 3 - при автотрансформаторном пуске.

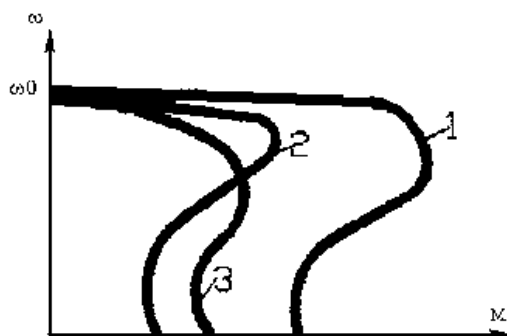


Рисунок 3.12 – Характеристики $\omega=f(M)$

Схеме с автотрансформатором отдается предпочтение, когда при заданной кратности пускового тока в сети механизм требует большой пусковой момент, а также в электроприводах со значительными моментами инерции. Экономически же выгоднее пуск с сопротивлениями и дросселями. Расчет сопротивлений в фазах статора и токов можно провести согласно существующим методикам.

3.6.2 Узлы пусковых роторных сопротивлений асинхронных машин.

Автоматический пуск двигателей с контактными кольцами обычно производится с последовательным закорачиванием отдельных ступеней пусковых сопротивлений контакторами. Наиболее часто используются следующие узлы схем (рисунок 3.13).

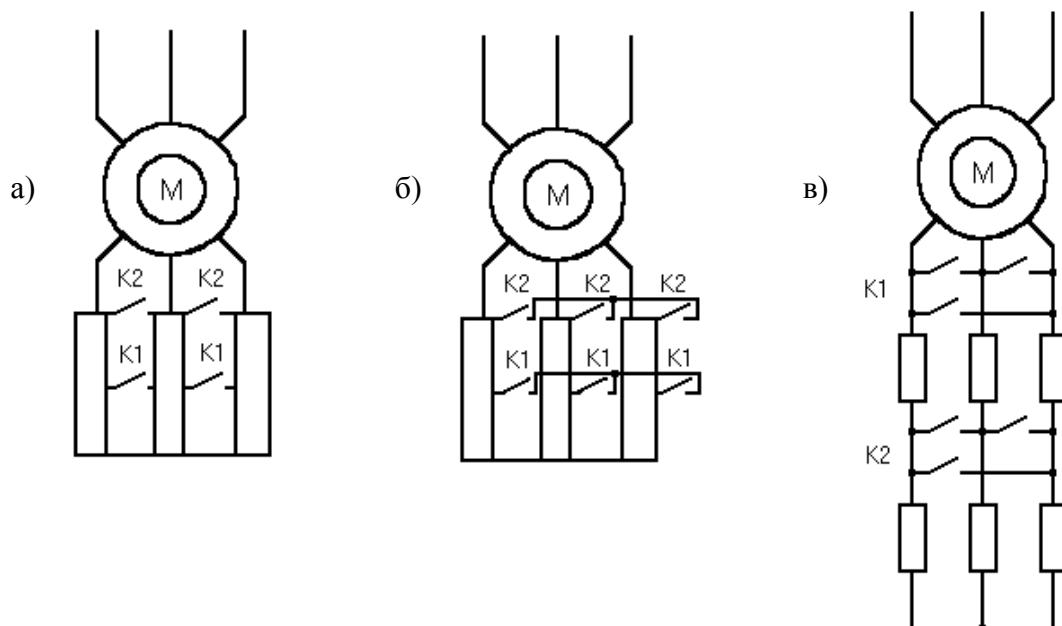


Рисунок 3.13 – Схемы пуска асинхронных двигателей с фазным ротором.

Такие узлы схем применяются для машин малой, средней и большой мощностей, с номинальным током ротора до 900 А. Узел схемы 3.13,а имеет наибольшее распространение, т.к. он требует минимального количества контактов контакторов и отличается простотой монтажа.

Узлы (рисунок 3.13 б, в) имеют на 50% больше контактов. При отключении обеспечивают размыкание любой цепи двумя контакторами К1, К2. Монтаж усложняется незначительно. Схема (см. рисунок 3.13, б) применяется редко при сравнительно высоких напряжениях на роторе.

Узел на рисунке 3.13, в, обладает повышенной надежностью, т.к. две точки сопротивления соединяются через две параллельные ветви.

При увеличении тока роторной цепи выше 900 А, применяются две параллельных цепи роторных сопротивлений.

Кроме контакторных схем пуска, торможения, регулирования скорости в роторной цепи в последнее время применяют бесконтактные методы (с помощью тиристоров).

3.6.3 Узлы схем, обеспечивающие пуск синхронных машин (СМ).

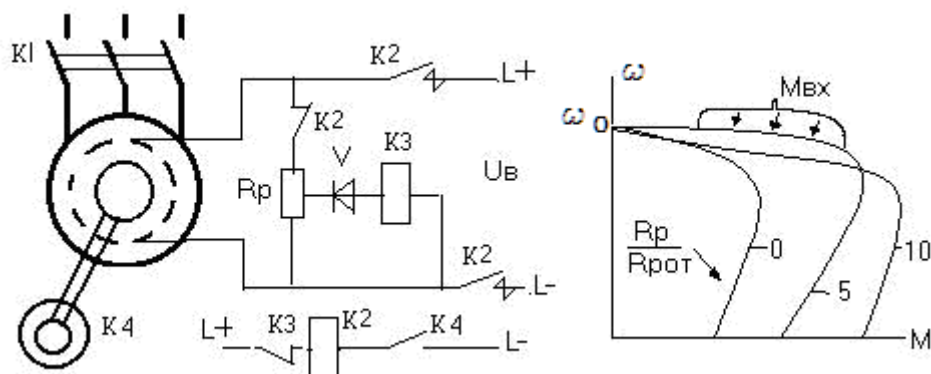


Рисунок 3.14 – Схема и характеристики пуска СМ.

Наиболее простым способом пуска СМ является пуск с подключенным напряжением возбуждения. Такой пуск осуществляется у машин с глухо подключенным возбудителем, где :

- а) время разгона меньше времени самовозбуждения возбудителя (ГПТ)
- б) момент статического сопротивления не превышает 40% M_n , т.е. $M_c \leq 0,4M_n$ (иначе выпадение из синхронизма). В этом случае синхронизация осуществляется автоматически, а схема управления машины упрощается

В иных случаях используются различные схемы подключения возбуждения

Разрядное сопротивление ограничивает напряжение обмотки ротора при пуске, улучшает механическую характеристику и обеспечивает ускоренное гашение поля при отключении машины от сети. Выбор разрядного сопротивления обосновывается соотношением к роторному сопротивлению (рисунок 3.14).

$$R_p = (8 \div 10)R_{рот}, R_{рот} - \text{активное сопротивление ротора машины}$$

Реле К3 подключено через выпрямитель V на часть разрядного сопротивления R_p , поэтому при подключении статора М к сети через К1 это реле включается, имея на катушке значительное напряжение, уменьшающееся по величине и частоте с увеличением частоты вращения машины. Т.к. реле К3 имеет насаженную на магнитный сердечник гильзу, то из-за ее демпферного действия магнитный поток реле будет меняться с изменением тока катушки реле К3 медленно и при некотором значении его реле К3 отключится и замкнет свой размыкающийся контакт в цепи катушки К2. После подачи напряжения возбуждения ротор войдет в синхронизм и начнет вращаться с частотой вращения поля статора.

Целесообразно подачу напряжения на обмотку возбуждения производить с учетом скольжения ротора, т.е. при определенном расположении полюсов ротора и статора, в частности, когда ось северного полюса опережает ось южного полюса статора примерно на угол $\Theta = 15-30$ эл. градусов.

Учитывая, что северный полюс ротора находится под южным полюсом статора при одном направлении тока в катушке К3 и под северным полюсом статора при другом направлении тока, можно путем соответствующего включения выпрямителя V и регулируемой величины Φ отпущения реле получить требуемые условия синхронизации двигателя. Кроме синхронного пуска для запуска СМ используется гонный двигатель: асинхронный, внутреннего сгорания, ДПТ.

3.6.4 Узлы схем главных цепей машин пост тока.

Пуск машин постоянного тока даже в самых простых случаях следует осуществлять так, чтобы токи якоря не превышали 2-4 крат номинального тока. Также требования определяет коллектор и щетки, которые при пуске и в условиях коммутации не должны перегреваться и подгорать, ограничивать ускорение, заданное технологическим процессом.

Для серийных машин малой мощности (до 5 кВт) с малым моментом инерции на валу возможен непосредственный пуск от питающей сети, т.к. они имеют меньшую кратность момента и тока КЗ.

На рисунке 3.15 приведены упрощенные схемы узлов машин небольшой мощности-несколько сотен Вт.

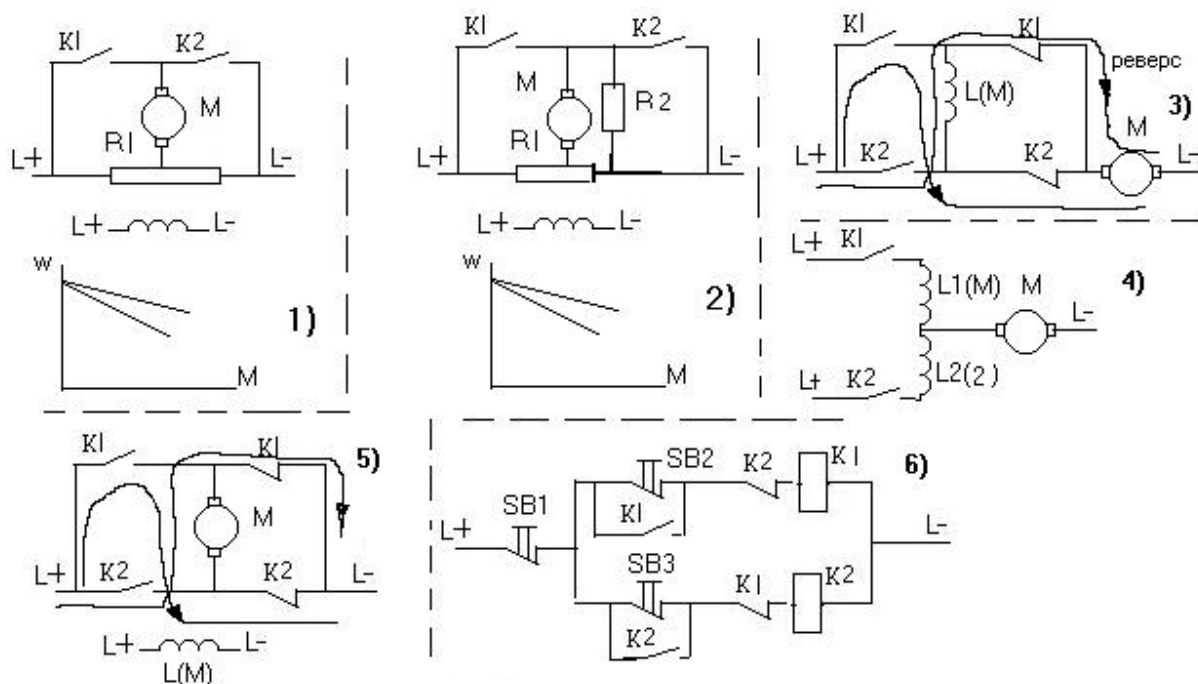


Рисунок 3.15

Эти узлы обеспечивают пуск и реверс машин. Жесткость механических характеристик узлов 1 и 2 меньше чем в нормальных схемах включения, соответственно меньше и скорость двигателя.

В схеме 1 обеспечивается регулирование жесткости;

2 схема – обеспечивает динамическое торможение и реверс на более низких скоростях;

3 схема – обеспечивает пуск и реверс машины последовательного возбуждения;

Контакты реле изменяют направление потока возбуждения. При реверсе можно получить торможение противовключением, если отключить одно реле и немедленно включить другое.

4 схема – используется в случае двух обмоток возбуждения. Недостаток - применение машины специсполнения.

5 схема – пуск, реверсирование, динамическое торможение. При отключенных К1 и К2 якорь закорачивается и машина тормозится. Для каждого из пяти узлов схемы главных цепей может использоваться узел с двумя кнопками - 6 схема.

Для машин средней и большой мощности смешанного возбуждения применяются узлы схем соединения пусковых сопротивлений (рисунок 3.16).

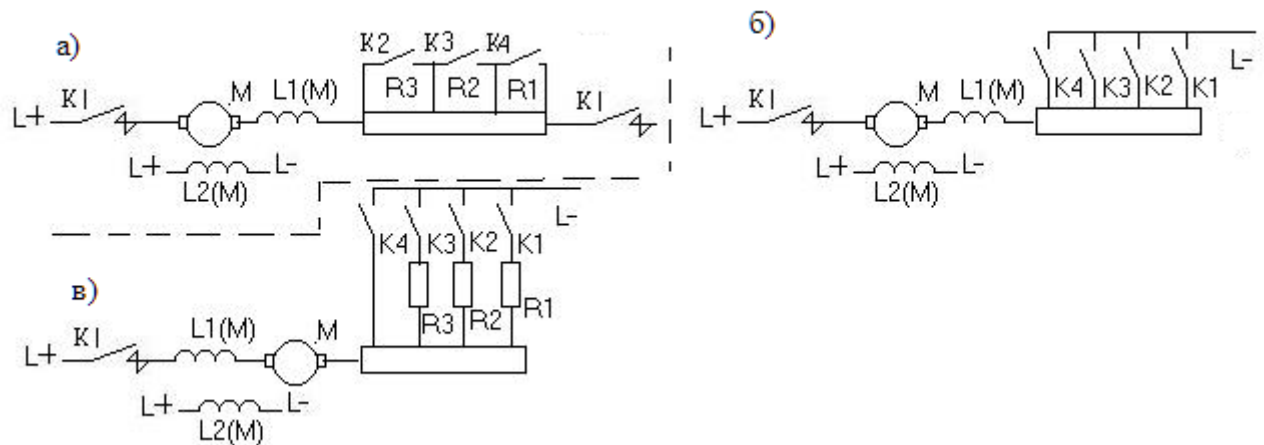


Рисунок 3.16 – Схемы управления ДПТ большой мощности.

Такие схемы можно применять для ДПТ с независимым или смешанным возбуждением. Число пусковых ступеней показано условно и определяется расчетом (рисунок 3.16 а,б,в).

Схема а) применяется для машин мощностью до 150 кВт, и напряжением до 220 В и при небольшом числе пусковых ступеней.

Схема б) применяется для машин мощностью до 300 кВт и напряжением до 220 В.

Схема в) применяется на средние и большие мощности от 150 кВт и напряжением выше 220 В. Схема дает экономию на контакторах при большом количестве пусковых сопротивлений и повторно-кратковременных режимах работы. Для крупных машин этой схеме отдается предпочтение при любых режимах работы, т.к. экономия на контакторах значительна.

3.7 Узлы защиты применяемые в СУЭП.

При нарушениях нормального режима работы СУЭП, исключения выхода из строя оборудования и повышения надежности работы схемы в них применяется электрическая защита.

В основном для приводов до 1000 В защита осуществляется просто и недорого, т. к. двигатели и СУЭП стоят недорого и применение сложных защит неоправданно. Применяются следующие виды защит:

1. нулевая;
2. максимально и минимально токовая;
3. тепловая;
4. специальные виды.

Нулевая защита обеспечивает защиту от самозапуска двигателей при чрезмерном снижении или кратковременном исчезновении напряжения питающей сети. Защита осуществляется линейными контакторами и автоматическими выключателями. На рисунке 3.17 приведена схема с автоматическим выключателем для двигателей переменного и постоянного тока; контроль напряжения осуществляют нулевые расцепители автоматов, отключающие автомат при снижении напряжения ниже напряжения уставки расцепителя.

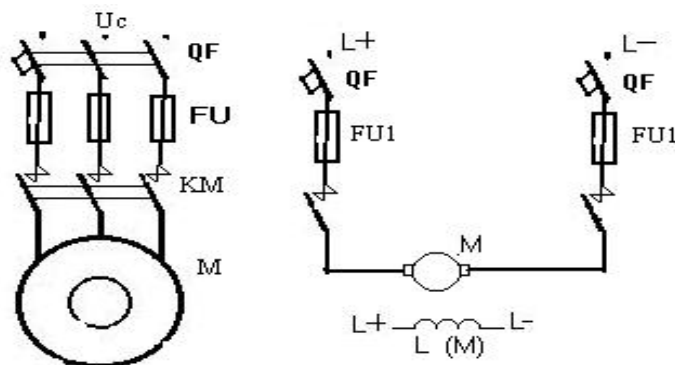


Рисунок 3.17 – Схема максимально-токовой защиты.

Максимально токовая защита обеспечивает защиту двигателей, преобразователей и элементов схемы управления от кз. Она осуществляется плавкими предохранителями, максимально токовыми реле и автоматическими выключателями. При аварии защита отключает потребителя от сети. Плавкие предохранители FU включаются в каждую фазу питающей сети между контактами магнитного пускателя и автоматическим выключателем. Выбор плавкой вставки производится по току вставки, принимаемому по отношению пускового тока двигателя.

Для дв с КЗ ротором:

при нормальном пуске с $t_{п} < 6с$ $I_{пв} = I_{п}/2,5$;

при тяжелом пуске с $t_{п} > 5с$ $I_{пв} = I_{п}/(1,6 \div 2,0)$;

Для асинхронного двигателя с фазным ротором и двигателя постоянного тока у которых $I_{п} = I_{н} * 2$: выбор плавкой вставки производится по отношению к номинальному току двигателя $I_{пв} = (1 \div 1,25) * I_{н.дв}$;

для защиты потребителей схем управления электроприводами ток плавкой вставки

$I_{пв} = 5 * I_{упр.Σ}$,

где $I_{упр.Σ}$ - суммарный ток катушек максимального кол-ва одновременно включенных аппаратов в схеме управления (рисунок 3.17). Тепловая защита обеспечивает защиту двигателей от перегрузки. Она осуществляется электротепловыми, максимально-токовыми реле и автоматическими выключателями с тепловыми расцепителями. Электротепловые реле включаются в 2-е фазы непосредственно или через трансформаторы тока (рисунок 3.18).

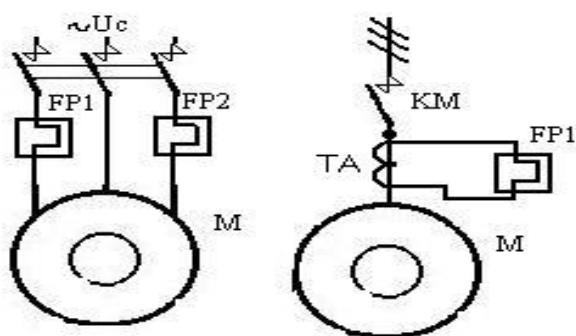


Рисунок 3.18 – Электротепловая защита АД.

Выбор нагревательного элемента электротепловых реле производится по номинальной мощности двигателя или по току нагревательного элемента, зависящему от номинального тока двигателя и температуры окружающей среды, T:

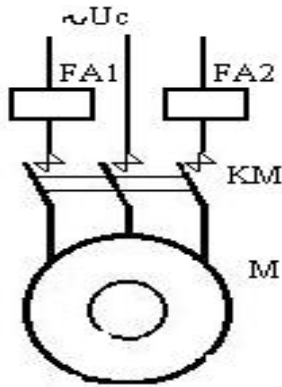


Рисунок 3.19 –
Максимально-токовая
защита АД

$$I_{нз} = I_{ндв} / \sqrt{1,6 - 0,17 * T}$$

В повторно-кратковременных режимах ЭП, когда характеристики нагрева реле и двигателей различны, защита двигателей осуществляется с помощью максимально токовых реле FA. Токи уставок реле FA1 и FA2 принимаются в зависимости от допустимой перегрузке двигателей по отношению к номинальному току.

$$I_{уст} = (1,2 \div 1,3) I_{н.дв}$$

Часто такую защиту используют для защиты АД от перегрузки и работы на двух фазах. Тогда ток уставки принимается: $I_{2ф} > I_{уст} > I_{3ф}$ (рисунок 3.19),

где: $I_{2ф}$, $I_{3ф}$ – ток двигателей соответственно при работе на 2-х и 3-х фазах.

Минимально токовая защита используется в двигателях ДПТ и СД для защиты от обрыва цепи ОВ. Осуществляется защита минимально токовыми реле нулевого тока включаемыми в цепь ОВ двигателей. Действует на отключение двигателя.

Специальные защиты присущи отдельным двигателям или установкам в целом, к ним относятся:

1. Защиты от перенапряжений на обмотке возбуждения ДПТ (рисунок 3.21).
2. Защиты от превышения напряжения в системе «Преобразователь – Двигатель».
3. Защита от превышения скорости.
4. Путевая защита (от движения рабочего органа далее конечного положения).
5. Защита от затянувшегося пуска СД.

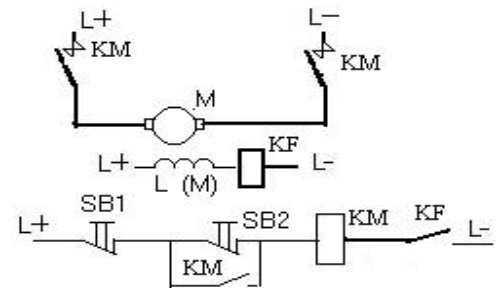
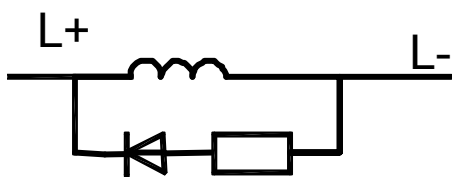


Рисунок 3.20 – Минимально-
токовая защита.



Защиты от перенапряжений на ОВ ДПТ производится разрядным резистором и диодом, подключенным параллельно ОВ. Сопротивление выбирается в зависимости от перенапряжения определяемой изоляцией

проводов и принимаемой равным 700-1000 В, R в 3-5 раз больше сопротивления ОВ при U=220 В, и в 6-8 раз больше при U=110 В.

Рисунок 3.21 – Схема защиты обмотки возбуждения ДПТ.

Защиты от превышения напряжения в системе «Преобразователь–Двигатель» и защита от превышения скорости осуществляется реле напряжения и отключает двигатель от преобразователя при недопустимых значениях скорости и напряжения показаны на рисунке 3.22.

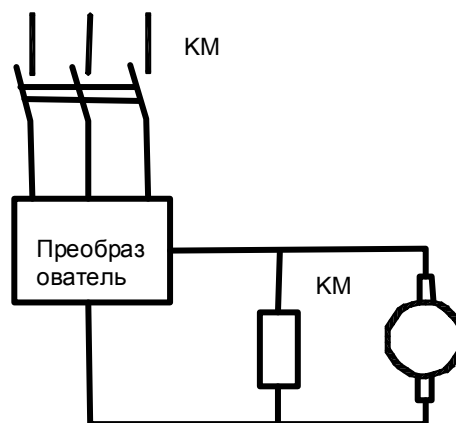


Рисунок 3.22 – Защита системы «Преобразователь-Двигатель».

Путевая защита защищает механизм от движения РО далее конечного положения. Осуществляется конечными выключателями КЗ, К4 (рисунок 3.10)

Защита от затянувшегося пуска синхронного двигателя (СД) защищает его от недопустимых значений момента, возникающих при пуске СД с недостаточным возбуждением. Осуществляется с помощью реле нулевого тока (контролирующего ток возбуждения) и реле времени (отсчитывающего время нормального пуска). Если за это время ток возбуждения оказывается недостаточным, то защита прерывает пуск с помощью реле защиты К2 (рисунок 3.14).

3.8 Блокировки и сигнализации применяемые в СУЭП.

Блокировки в электрических схемах обеспечивают правильный порядок работы схем, исключают ложные срабатывания и повышают надежность работы СУЭП.

По назначению блокировки бывают:

1. Технологические.
2. Защитные.

По исполнению:

1. Внутренние (осуществляемые между аппаратами одной системы управления).
2. Внешние (осуществляемые между схемами различных систем управления).

Технологические блокировки используются для осуществления заданной последовательности работы схемы. Они так же бывают внутренними и внешними. Защитные блокировки предотвращают ложные срабатывания и защищают двигатель, механизмы, операторов от неправильных действий.

К защитным блокировкам относят:

1. Путьевые.
2. Блокировки защищающие операторов от неправильных действий.

Сигнализации:

1. Контрольная – для контроля наличия того или иного сигнала, или напряжения питания и истинного состояния включающих и отключающих аппаратов.
2. Технологическая - указывает последовательность операций совершаемых системой ЭП.
3. Аварийная – указывает на аварийное состояние в ЭП, технологии, либо в системе ЭП.

Глава 4 Системы управления электроприводами постоянного тока

4.1 Типовая система управляемый преобразователь-двигатель с суммирующим усилителем.

Широкое применение в электроприводах постоянного тока получили статические и астатические системы непрерывного действия стабилизации скорости двигателя постоянного тока при изменении нагрузки на его валу, обеспечивающие регулирование скорости и ее стабилизацию с высокой точностью в статических и динамических режимах, функциональная схема подобной системы приведена на рисунке 4.1. Она содержит двигатель постоянного тока M , преобразователь U , промежуточный усилитель A , измерительный элемент AW (сумматор) и обратные связи. В качестве преобразователей в таких системах электропривода используются генераторы постоянного тока, электромашинные, магнитные и полупроводниковые (транзисторные и тиристорные) управляемые выпрямители.

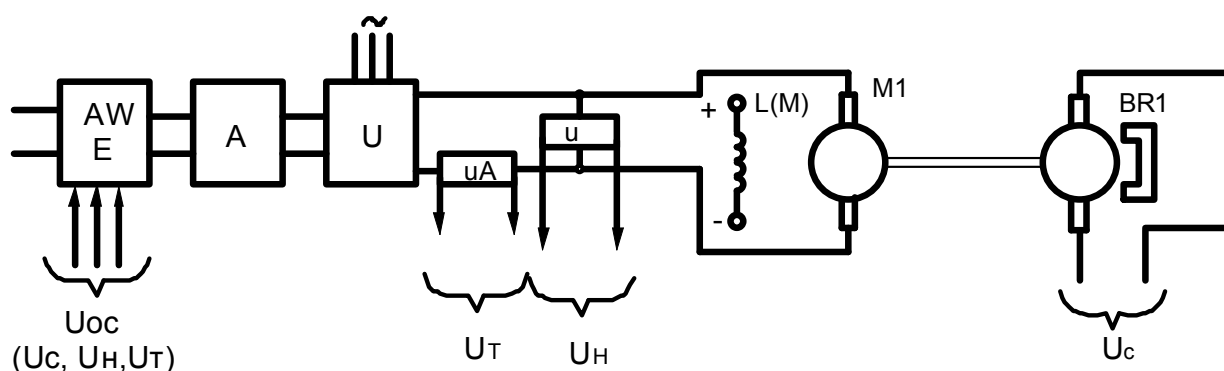


Рисунок 4.1 – Функциональная схема системы УП-ДПТ.

В качестве промежуточных усилителей в электроприводах используются электромашинные, магнитные, транзисторные и интегральные усилители.

В системах электропривода применяются три основные жёсткие обратные связи: по скорости, напряжению и току двигателя, а также их различные комбинации.

Для усвоения работы системы в целом целесообразно рассмотреть систему с раздельными связями, а затем в комплексе.

Рассмотрим типовые узлы, которые применяются в управлении электроприводами, поддерживающие заданные переменные на требуемом уровне с высокой точностью.

Изображения узлов упрощены и представлены в форме удобной для изучения. Каждый входящий в узел элемент сохраняет свои принципиальные особенности, подлежащие учету при рассмотрении его действия.

Предполагается, что преобразователь усиливает входные сигналы и имеет коэффициент усиления (передачи) зависящий от входной или выходной переменной. В частных случаях этот коэффициент считается постоянным. Второй особенностью преобразователя считается то, что он имеет выходное сопротивление, на котором выходной ток создает падение напряжения (иногда поддающееся учету). В динамике преобразователь считается либо безинерционным, либо инерционным элементом, эквивалентным по действию аperiodическому или колебательному звену. Постоянные времени преобразователя могут также зависеть от переменных, двигатель постоянного тока независимого возбуждения, в динамике при управлении изменениями напряжения якоря считается эквивалентным по действию колебательному динамическому звену. Тахогенераторы считаются безинерционными элементами с выходным напряжением,

пропорциональным скорости. Источники задающих напряжений и напряжений сравнения принимаются имеющими бесконечно большие мощности и внутренние сопротивления, равные нулю. Упругие механические звенья считаются безинерционными и подчиняющимися закону Гука.

Особое внимание следует уделять обратным связям, т.к. изучая возможности каждой связи можно решать вопросы выбора типовых узлов - их схем и параметров. Для обеспечения точного поддержания переменных на заданном уровне необходимо рассмотреть типовые узлы систем управления электроприводами, позволяющие поддерживать постоянство напряжения, тока, скорости, вращающего момента и мощности двигателей; привести физические описания действия обратных связей и с их помощью точного поддержания заданных переменных.

4.2 Поддержание скорости вращения двигателем постоянного тока с обратной связью по напряжению

Первым узлом является узел с двигателем, управляемым при помощи преобразователя U с приблизительно постоянным выходным напряжением, которое питает якорь двигателя, имеющего постоянный магнитный поток (рис. 4.2.).

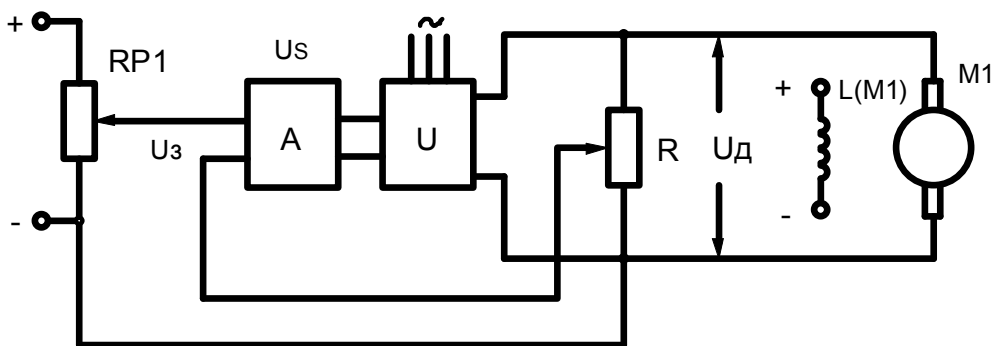


Рисунок 4.2 – Структурная схема системы «П-Д» с обратной связью по напряжению якоря.

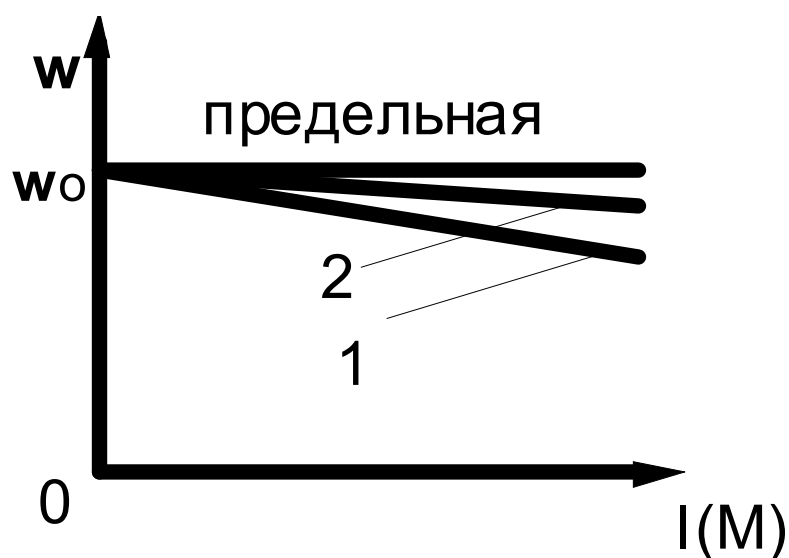


Рисунок 4.3- Механические характеристики системы «П-Д»

В зависимости от значений K_H , K_P , преобразователь будет поддерживать напряжение двигателя с большей или меньшей точностью (здесь K_H – коэффициент передачи ОС по напряжению, K_P - коэффициент усиления преобразователя U по напряжению). Однако выходной переменной является скорость двигателя, которая даже при постоянном напряжении U_d изменяется с изменениями нагрузок на валу за счет падения напряжения на сопротивлении якоря двигателя R_d . Из уравнения скоростной характеристики двигателя:

$$\omega = \frac{U_d}{C} - \frac{R_d}{C} \cdot I; \quad (4.1)$$

следует, что при $U_d = \text{const}$ первое слагаемое неизменно, а второе зависит от тока нагрузки. Уравнение скоростной характеристики двигателя, входящего в рассматриваемый узел, получим из уравнений:

$$U_\Sigma = U_3 - K_H \cdot U_d; \quad (4.2)$$

$$E_P = K_P(U_\Sigma) \cdot U_\Sigma; \quad (4.3)$$

$$U_d = E_P - I \cdot R_P; \quad (4.4)$$

$$U_d = E_d + I \cdot R_d; \quad (4.5)$$

$$E_d = C \cdot \omega, \quad (4.6)$$

где:

U_3 - напряжение задания;

U_Σ - суммарное напряжение управления на входе усилителя А;

E_P - ЭДС преобразователя;

R_P - активное сопротивление преобразователя;

I - ток двигателя.

Исключив переменные кроме U_3 , ω и I получим искомое уравнение скоростной характеристики двигателя:

$$\omega = \frac{K_P \cdot U_3}{C \cdot (1 + K_H \cdot K_P)} - \frac{R_P + R_d \cdot (1 + K_H \cdot K_P)}{C \cdot (1 + K_H \cdot K_P)} \cdot I \quad (4.7)$$

Это уравнение прямой линии, если K_P и R_P принять постоянными (характеристика 2 на рис.4.3; характеристика 1 относится к разомкнутой СУЭП). Первое слагаемое в выражении (4.7) можно рассматривать как скорость идеального холостого хода ω_0 . Эта величина приблизительно постоянна даже в том случае, когда коэффициент $K_P(U_\Sigma)$ изменяется существенно, но всегда остается высоким. Происходит это потому, что ω_0 зависит от коэффициента усиления замкнутой системы:

$$K_3 = \frac{K_P}{1 + K_H \cdot K_P},$$

который в статике приблизительно постоянен. Задающее напряжение U_3 в замкнутой системе выше задающего напряжения в разомкнутой при одинаковых скоростях идеального холостого хода. Это объясняется тем, что коэффициент усиления K_3 , стоящий в первом слагаемом (4.7) значительно меньше, чем K_P . Следовательно, для получения одной и той же скорости идеального холостого хода в замкнутой системе необходимо большее задающее напряжение. В реальных условиях K_P и R_P могут существенно изменяться, и тогда следует эти изменения учитывать при нахождении параметров.

Статизм для замкнутой системы получается из выражения (4.7) как уменьшение скорости, происходящее при увеличении тока от нуля до номинального:

$$\Delta\omega_3\% = \frac{I_H}{C \cdot \omega_0} \cdot \frac{R_H + R_D \cdot (1 + K_H \cdot K_{II})}{(1 + K_H \cdot K_{II})} \cdot 100\%.$$

4.3 Работа типового узла по току в СУЭП.

Необходимость узла с положительной обратной связью по току возникла в связи с компенсацией возмущений в виде тока нагрузки, которое является основной причиной возникновения в узле с обратной связью по напряжению. Функциональная схема такого узла приведена на рис. 4.4.

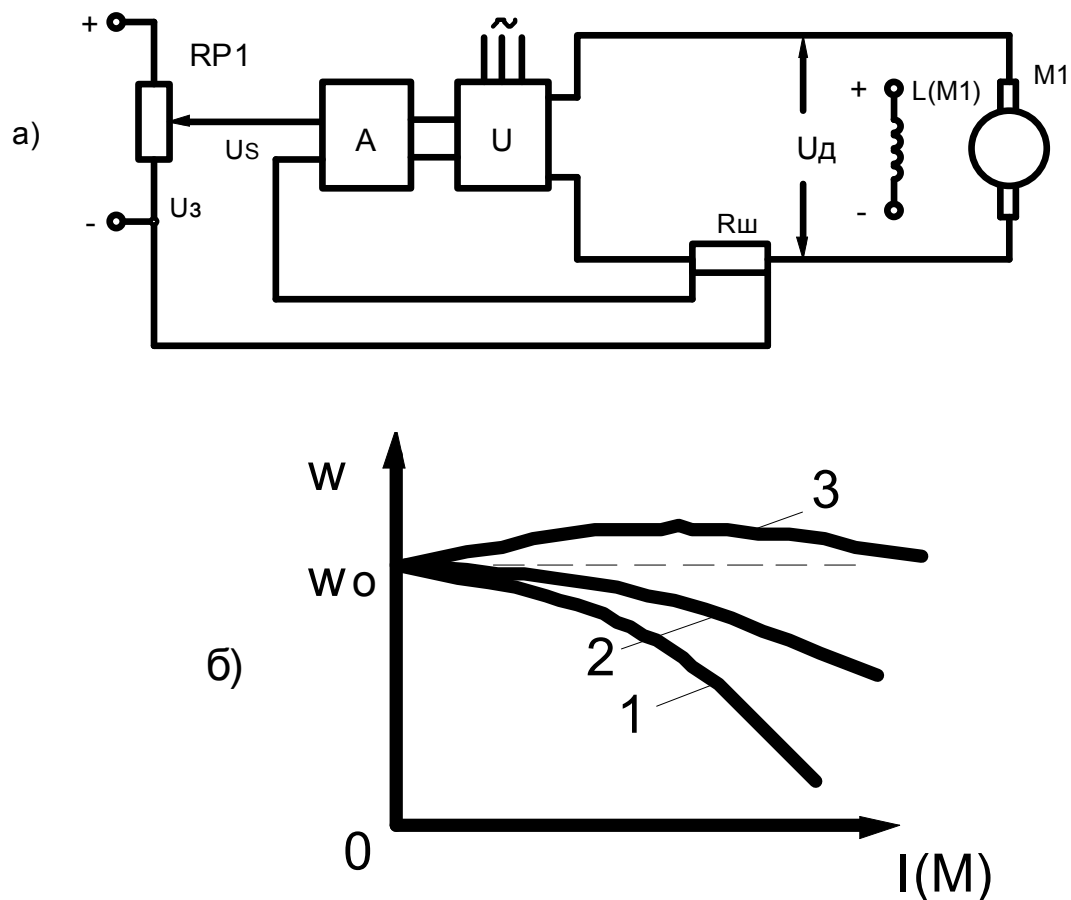


Рисунок 4.4 – Функциональная схема и механические характеристики системы «П-Д» с ОС по току (а)- функциональная схема; б)- механические характеристики).

Суммарный сигнал на входе усилителя А:

$$U_\Sigma = U_z + K_T \cdot I \cdot R_\text{ш}, \quad (4.8)$$

где: \$U_z\$ - напряжение задания;
 \$K_T\$ - коэффициент обратной связи по току;
 \$R_\text{ш}\$ - сопротивление датчика тока (шунта).

Если растет нагрузка на валу двигателя, тогда в статических условиях растет и его ток, а следовательно, и сигнал на входе преобразователя, который заставит преобразователь увеличить напряжение на двигателе и тем самым более или менее точно скомпенсировать ошибку в скорости $\Delta\omega$, возникающую из-за падения напряжения на сопротивлении R , являющимся суммарным сопротивлением якоря и выходной цепи преобразователя.

Иногда в качестве сопротивления шунта $R_{ш}$ используются сопротивления дополнительных полюсов, стабилизирующей и компенсационной обмоток двигателя. Скоростную характеристику узла СУЭП с обратной связью по току можно получить из уравнений описывающих статику:

$$E_{п} = K_{п}(U_{\Sigma}) \cdot U_{\Sigma}; \quad (4.9)$$

$$U_{д} = E_{п} - I \cdot R_{п}; \quad (4.10)$$

$$U_{д} = E_{д} + I \cdot R_{д}; \quad (4.11)$$

$$E_{д} = C \cdot \omega. \quad (4.12)$$

После исключения переменных из системы уравнений 4.9 - 4.12, кроме U_{Σ} , ω , I , получим выражение скоростной характеристики:

$$\omega = \frac{K_{п} \cdot U_{\Sigma}}{C} - \frac{R \cdot (1 - K_{т} \cdot K_{п})}{C} \cdot I, \quad (4.13)$$

где: $R = R_{п} + R_{д}$.

Это уравнение является уравнением прямой при постоянных значениях величины $K_{п}$ и R . Статизм разомкнутой системы описывается теми же выражениями. Для замкнутой системы его можно определить из (4.13):

$$\Delta\omega_{\Sigma} \% = \frac{I_{н} \cdot U_{\Sigma}}{C \cdot \omega_0} \cdot (1 - K_{т} \cdot K_{п}) \cdot 100\%. \quad (4.14)$$

В рассматриваемой системе $\Delta\omega$ может быть равной нулю, если обращается в нуль величина в скобках (4.14). Отсюда вытекает условие отсутствия ошибки:

$$K_{т} \cdot K_{п}(U_{\Sigma}) = 1.$$

Есть значения параметров $K_{т}$ и $K_{п}$, при которых рассматриваемая статическая система, дает такие же результаты, как и астатическая. Если же изменить величину $K_{п}(U_{\Sigma})$, то в системе появится ошибка, зависящая от нагрузки. Если $K_{т} \cdot K_{п} > 1$, то ошибка отрицательна и характеристика становится восходящей (рис.4.4б, характеристика 3). Изменения величин $K_{п}(U_{\Sigma})$ и R приводят к изменениям скорости, которые проявляются больше, чем в рассмотренном узле с обратной связью по напряжению. Это объясняется таким образом: с ростом тока I существенно падает величина коэффициента усиления $K_{п}$, то в (4.14) существенно уменьшаются оба слагаемых правой частью. В характеристиках $\omega=f(I)$ для данного узла сильнее проявляется и нелинейность рабочих участков кривой $K_{п}(U_{\Sigma})$ (рисунок 4.4,б, кривые 1,2,3). Рассматриваемый узел с обратной связью по току не обладает предельной характеристикой, а задающие напряжения в замкнутой и разомкнутой системе одинаковы.

Возможности данного узла позволяют теоретически в отдельных точка скоростной характеристики работать без ошибки, но в других точках ошибка вследствие нелинейности характеристики может достигать недопустимо больших значений. В связи с этим СУЭП с одной обратной связью по току практического применения не получили.

4.4 Поддержание скорости вращения двигателя с обратной связью по скорости.

Узел СУЭП с отрицательной обратной связью по скорости должен поддерживать ее на заданном уровне с высокой точностью. Узел состоит из управляемого преобразователя с любой "физической природой", двигателя с постоянным магнитным потоком и тахогенератора с малым внутренним сопротивлением.

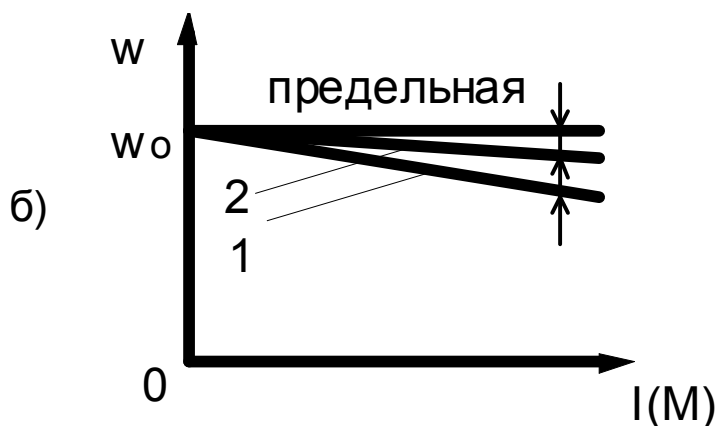
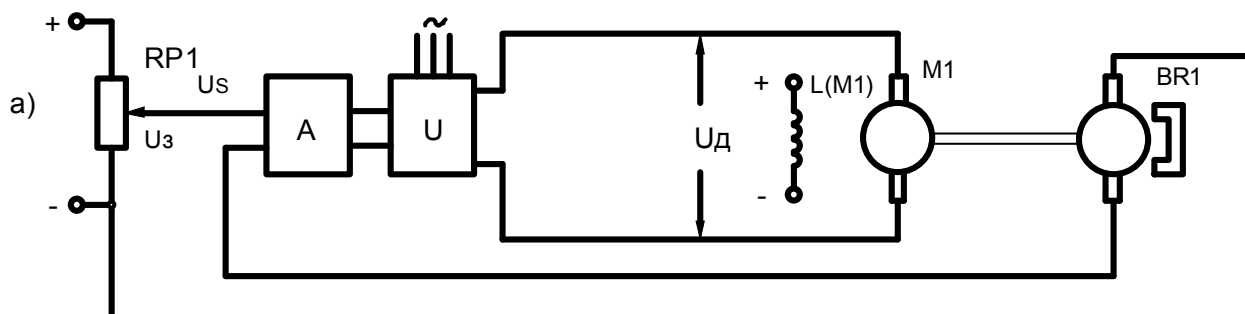


Рисунок 4.5 - Функциональная схема и механические характеристики системы «П-Д» с ОС по скорости (а)- функциональная схема; б)- механические характеристики).

Принцип действия жесткой отрицательной ОС по скорости заключается в следующем. Пусть в схеме, приведенной на рис. 4.5,а с ростом нагрузки на валу двигателя несколько уменьшится его скорость, а следовательно, и сигнал тахогенератора $U_0 = K_C \cdot \omega$. Измерительный элемент наоборот, повышает сигнал U_3 , а следовательно и U_Σ .

Скоростную характеристику двигателя в СУЭП можно получить из следующей системы уравнений:

$$U_\Sigma = U_3 - K_C \cdot \omega ; \quad (4.15)$$

$$E_H = K_H(U_\Sigma) \cdot U_\Sigma ; \quad (4.16)$$

$$U_D = E_H - I \cdot R_H ; \quad (4.17)$$

$$U_D = E_D + I \cdot R_D ; \quad (4.18)$$

$$E_D = C \cdot \omega ; \quad (4.19)$$

Исключив переменные кроме U_3 , ω и I получим искомое уравнение скоростной характеристики двигателя:

$$\omega = \frac{K \cdot U_3}{1 + K_C \cdot K} - \frac{R}{C \cdot (1 + K_C \cdot K)} \cdot I, \quad (4.20)$$

где: $K = K_{п}/C$ - коэффициент преобразователя и двигателя;

$R = R_{п} + R_{д}$ – общее сопротивление выходной цепи преобразователя и якоря двигателя.

Это уравнение приближается к уравнению прямой при примерно постоянных K и R . Первое слагаемое правой части представляет собой скорость идеального холостого хода ω_0 и приблизительно постоянно, т. к. в него входит примерно постоянный коэффициент передачи замкнутой системы $K_3 = K / (1 + \gamma \cdot K)$.

На рисунке 4.5,б представлены скоростные характеристики разомкнутого $\Delta\omega_r$ и замкнутого $\Delta\omega_3$ узлов СУЭП. Здесь задающее напряжение U_3 замкнутой системы выше задающего напряжения разомкнутой системы во столько раз, во сколько коэффициент передачи разомкнутой системы больше коэффициента замкнутой.

Из выражения 4.20 получим статизм характеристики замкнутой системы:

$$\Delta\omega_3 \% = \left(\frac{I_H}{C \cdot \omega_0} - \frac{R}{1 + K_C \cdot K} \right) \cdot 100\%. \quad (4.21)$$

При возрастании величины $K_C \cdot K$ статизм характеристики может стать сколь угодно малым, что говорит о точном поддержании скорости.

В рассматриваемой системе двигатель в качестве предельной имеет характеристику постоянной скорости. Выполняя предельный переход в выражении скорости 4.20 при $K \rightarrow \infty$, то получим выражение:

$$\lim_{K \rightarrow \infty} \omega(I) = \frac{U_{д}}{K_C} = Const,$$

которое показывает, что при высоких значениях коэффициента передачи скоростные и механические характеристики приближаются к горизонтальным прямым, а при некоторых изменениях коэффициента передачи остаются прямолинейными. Это исходит из того, что при высоких значениях K скорость идеального холостого хода до стремится к постоянной величине, а ошибка стремится к минимальной величине. Рассмотренные узлы позволяют в СУЭП поддерживать скорость вращения двигателя постоянного тока и могут входить в них в различных комбинациях.

4.5 Система управления электроприводами с несколькими обратными связями, поддерживающими постоянство скорости двигателя.

Выше рассмотренные СУЭП с различными обратными связями имеют свои преимущества и недостатки. При проектировании СУЭП необходимо знать, какие характеристики получаются, если объединить в них две или три рассмотренных связей.

Для этого рассмотрим функциональную схему системы, приведенную на рис. 4.6. На функциональной схеме представлены комбинации трех обратных связей (K_n , K_t , K_c) и преобразователь характеризующий кривой коэффициента усиления $K_{п}(U_{\Sigma})$ и постоянным или переменным сопротивлением выходной цепи $R_{п}$. Эта схема представляет узел с любой комбинацией из пяти сигналов по два или три.

Например, СУЭП включает в себя для поддержания скорости две обратные связи - отрицательную по напряжению и положительную по току. Выбираем знаки необходимых связей и приравниваем к нулю коэффициент обратной связи по скорости ($K_c = 0$). Аналогичным образом необходимо поступать в любом другом случае. При слабой положительной связи по току (K_T - малая величина) и при $K_H = \text{const}$, $R_H = \text{const}$ скоростная характеристика двигателя пойдет выше характеристики, которую обеспечит одна обратная связь по напряжению. Слабая токовая связь делает характеристику $\omega = f(I)$ более жесткой, т.к. она создает дополнительное увеличение ЭДС преобразователя. Сильная токовая связь обеспечивает более жесткие характеристики. При положительной токовой связи вместе с ростом ЭДС преобразователя увеличивается и напряжение двигателя, а следовательно, уменьшается часть суммарного сигнала U_Σ , получаемая из-за счет связи по напряжению. Если характеристика $\omega = f(I)$ становится близкой к естественной, то $K_H \cdot U_d$ достигает значения U_3 , и, следовательно, обратная связь по напряжению никакого сигнала на вход преобразователя не даёт. Весь суммарный сигнал U_Σ обеспечивает токовая связь. Если токовая связь усиливается, то $K_H \cdot U_d$ становится по абсолютной величине больше U_p . Сигнал U_Σ получается из сигнала $U_\Sigma = K_H \cdot U_d - U_3$.

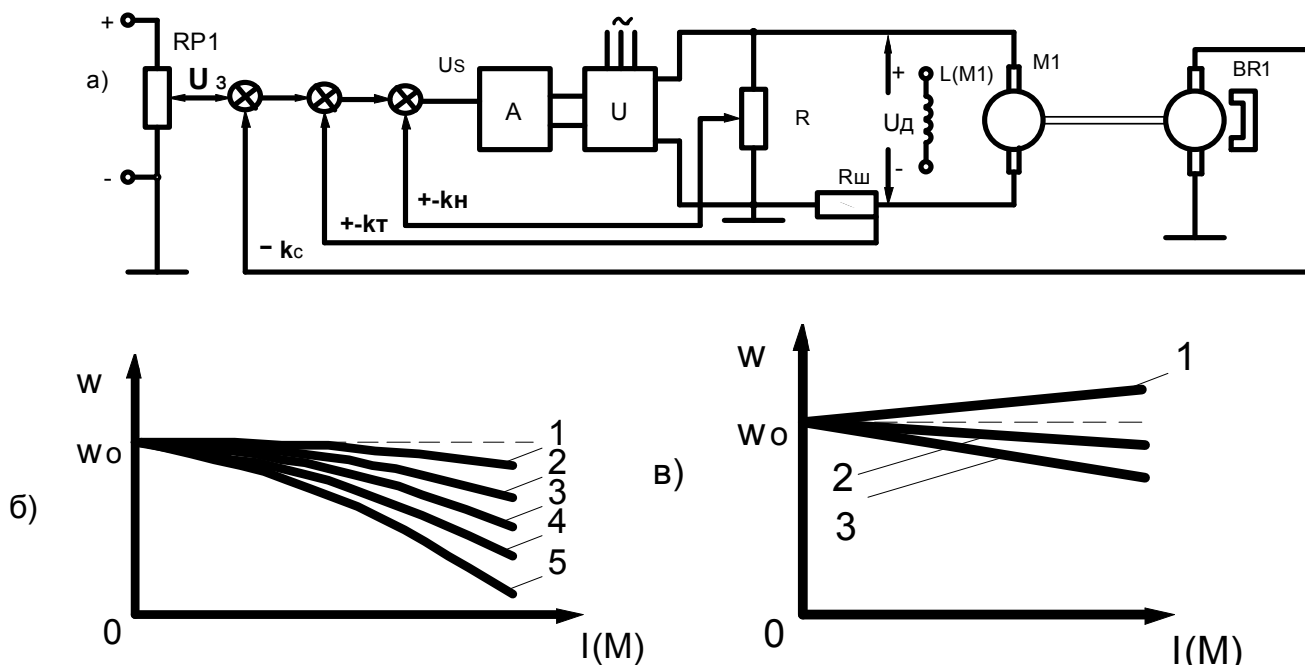


Рисунок 4.6 - Функциональная схема и механические характеристики системы «П-Д» с комбинацией нескольких обратных связей (а)- функциональная схема; б)- механические характеристики с разомкнутыми ОС; в)- механические характеристики: $+\omega$; $+I$).

Сигнал токовой связи в этом случае полностью компенсирует U_Σ и преодолевает часть сигнала обратной связи по напряжению $K_H \cdot U_d$. Скоростная характеристика в этом случае превращается в горизонтальную прямую и, даже в восходящую, с ростом тока. Недостатком сильной обратной связи по току при реальных параметрах $K_H(U_\Sigma)$ и $R_H(I)$ является нелинейность характеристик. На рис. 4.6,б приведены скоростные характеристики для различных связей:

1. $-K_H \cdot U_d + K_T \cdot I \cdot R$ (сильная);
2. $-K_H \cdot U_d + K_T \cdot I > R$ (слабая);
3. - естественная характеристика;
4. $-K_H \cdot U_d$;

5. – при $E_{п} = \text{const}$.

На рис. 4.6.в приведены скоростные характеристики $\omega = f(I)$ с обратной связью по скорости и положительной по току:

1. – $K_C \cdot \omega + K_T \cdot I \cdot R_{ш}$ (сильная);

2. – $K_C \cdot \omega$;

3. – естественная характеристика.

В данном случае СУЭП работает аналогично, как и с обратной связью по напряжению. Когда скоростная характеристика станет горизонтальной, обратная связь по скорости будет компенсировать $U_{з}$. Весь сигнал U_{Σ} в этом случае получается за счет токовой обратной связи. При дальнейшем увеличении коэффициента K_C можно получить восходящую, с ростом тока, скоростную и механическую характеристики электропривода.

Формулу скоростной характеристики рассматриваемой СУЭП можно получить из системы уравнений, описывающих функциональную схему:

$$U_{\Sigma} = U_3 \pm K_H \cdot U_D \pm K_T \cdot I \cdot R - K_C \cdot \omega ; \quad (4.22)$$

$$E_{п} = K_{п}(U_{\Sigma}) \cdot U_{\Sigma} ; \quad (4.23)$$

$$U_D = E_{п} - I \cdot R_{п} ; \quad (4.24)$$

$$U_D = E_D + I \cdot R_D ; \quad (4.25)$$

$$E_D = C \cdot \omega . \quad (4.26)$$

Исключив переменные, кроме U_3 , ω и I , получим формулу скоростной характеристики СУЭП с комбинацией различных связей:

$$\omega = \frac{K \cdot U_3}{1 + K_C \cdot K \pm K_H \cdot K_{п}} - \frac{R/C \mp K_H \cdot K \cdot R_D \mp K_T \cdot K \cdot R}{1 + K_C \cdot K \mp K_H \cdot K_{п}} \cdot I , \quad (4.27)$$

где: $K = K_{п}/C$;
 $R = R_{п} + R_D(I)$.

Полученная формула работает при любой комбинации обратных связей, для чего необходимо:

1. Приравнять нулю коэффициенты обратных связей, не входящих в нужную комбинацию;
2. Для положительных связей по напряжению и току принять верхние знаки, для отрицательных – нижние.

В общем виде выражение статизма СУЭП получается из формулы 4.27:

$$\Delta \omega_D \% = I_H \cdot \frac{R/C \mp K_H \cdot K \cdot R_D \mp K_T \cdot K \cdot R}{(1 + K_C \cdot K \mp K_H \cdot K_{п})} \cdot \omega_0 . \quad (4.28)$$

При заданной величине статизма из выражения 4.28 можно определить коэффициенты обратной связи, предварительно задав тот или иной коэффициент (например, K_T или K_C).

Применение узлов СУЭП с комбинированными обратными связями расширяет их возможности, получить более жесткие скоростные и механические характеристики, приблизить их к горизонтальным.

4.6 Структурная схема СУЭП.

На основе выше изложенного структурная схема СУЭП с различной комбинацией обратных связей имеет вид (рис.4.7). Такая структурная схема может быть преобразована в структурную схему с требуемой комбинацией обратных связей (оставляя только необходимые).

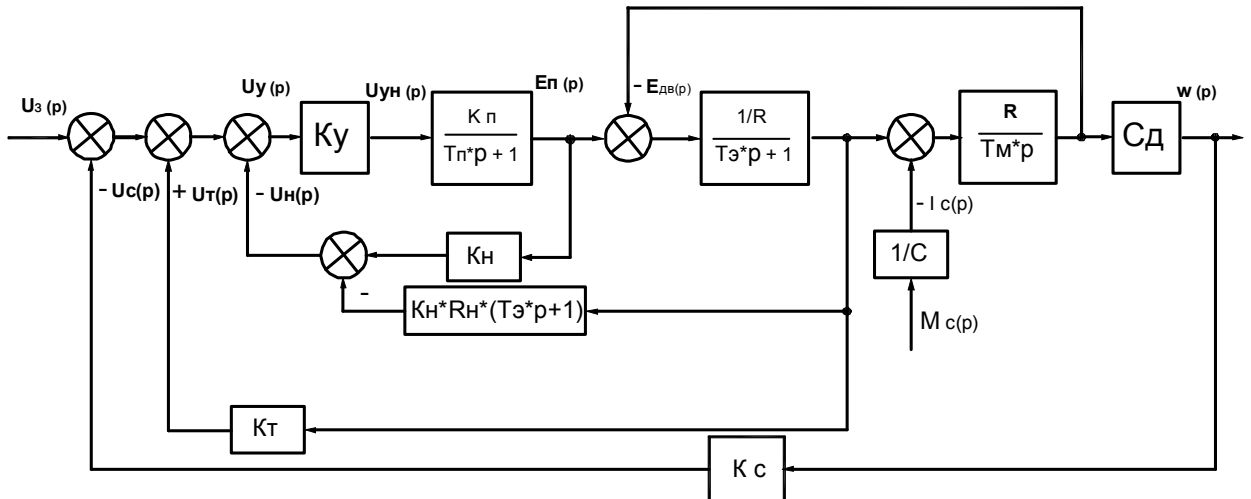


Рисунок 4.7 – Структурная схема СУЭП с различной комбинацией обратных связей.

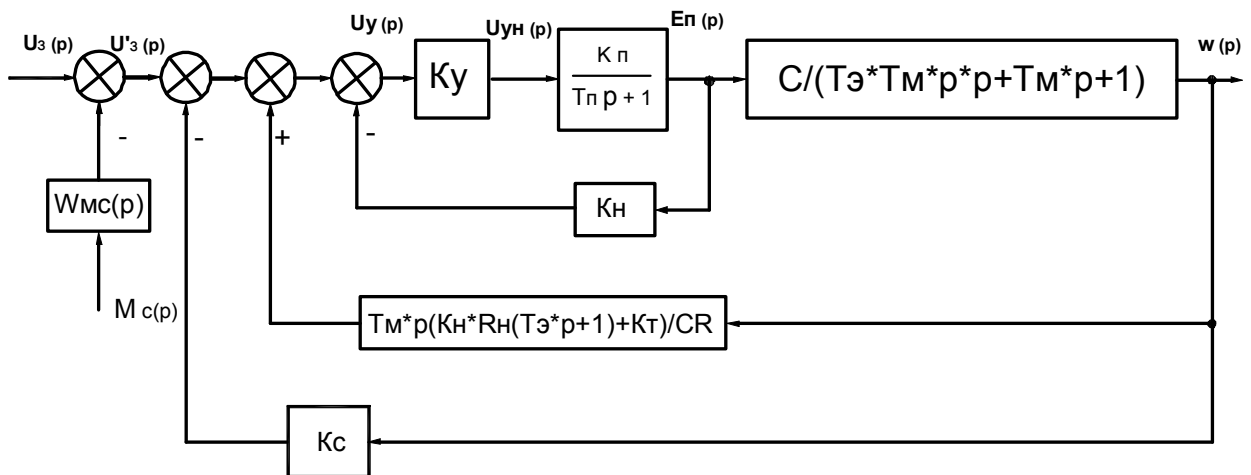


Рисунок 4.8 – Свернутая структурная схема СУЭП с различной комбинацией обратных связей.

Общая передаточная функция системы управления электроприводом может быть определена по свёрнутой структурной схеме на рис. 4.8., где статический момент нагрузки перенесен на вход системы, а обратные связи по току на ее выход. Общее воздействие на электропривод равно:

$$U^1(p) = U_3(p) - M_C \cdot W_{Mc}(p), \quad (4.29)$$

где: U_3 - управляющее воздействие;
 M_C - возмущающее воздействие;

$W_{Mc}(p)$ - передаточная функция звена, приводящего Mc ко входу системы, которое получается при действии условно всех связей:

$$W_{Mc}(p) = \frac{T_{\Pi} \cdot p + 1}{K_{\Delta} \cdot K_{\Pi}} \cdot \frac{R}{C} \cdot (T_{\Sigma} \cdot p + 1) + K_{H} \cdot \frac{R_{\Delta}}{C} \cdot (T_{\Sigma} \cdot p + 1) - \frac{K_T}{C}. \quad (4.30)$$

Имеются и другие возмущения, которые определяются изменением напряжения питающей сети, температуры окружающей среды, а также иные помехи, учитываемые особо. В этом случае общая передаточная функция СУЭП имеет вид:

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{U'_z(p)} = \frac{[W_y(p) \cdot W_{\Pi}(p)]_3 \cdot W_{\Delta}(p)}{1 + [W_y(p) \cdot W_{\Pi}(p)]_3 \cdot W_{\Delta}(p) \cdot [W_c(p) \cdot W_T(p)]}. \quad (4.31)$$

где: $[W_y(p) \cdot W_{\Pi}(p)]_3$ - передаточная функция усилителя и преобразователя, замкнутых отрицательной обратной связью по напряжению (составляющей по ЭДС преобразователя) и равна:

$$[W_y(p) \cdot W_{\Pi}(p)]_3 = \frac{W_y(p) \cdot W_{\Pi}(p)}{1 + W_y(p) \cdot W_{\Pi}(p) \cdot W_H(p)}, \quad (4.32)$$

где: $W_y(p), W_{\Pi}(p), W_{\Delta}(p), W_H(p), W_T(p), W_c(p)$ - передаточные функции усилителя, преобразователя, двигателя, обратных связей по напряжению, току и скорости. Исследование работы СУЭП производится отдельно от управляющего воздействия при $Mc = 0$ и от возмущающего воздействия при $U_z = 0$ (или $U_z = \text{const}$).

Настройка электропривода обеспечивается по установившемуся и переходному режимам согласно требуемого заданного статизма и качества переходного процесса.

Стабилизация скорости электродвигателя в установившихся режимах СУЭП производится в зависимости от нагрузки. Следовательно, точность стабилизации оценивается механической или электромеханической характеристикой. Эти характеристики рассматриваются при постоянных значениях напряжения питающей сети, температуры окружающей среды, влияние которых компенсируется изменением коэффициентов усиления преобразователя и усилителей.

4.7 Статические характеристики СУЭП с отсечками.

Стабилизация момента (тока) двигателя в рассматриваемых СУЭП осуществляется с помощью отрицательной обратной связи по току, обеспечивающей резкое снижение скорости двигателя при примерном постоянстве момента. Обратная связь используется с отсечкой, задерживающей действие связи при малых нагрузках. Это требуется для защиты двигателя или механизма от недопустимых нагрузок в статических и динамических режимах. Стабилизация момента в установившихся режимах необходима в СУЭП механизмов, работающих с резко-переменной нагрузкой или на упор. В большинстве СУЭП стабилизация момента используется для получения необходимых динамических режимов. Отсечка осуществляется введением в цепь связи опорного напряжения $U_{оп}$ и вентиля (рис. 4.9,а) обеспечивающего действие связи только при превышении сигналом связи U_t значения опорного напряжения ($U_t > U_{оп}$). Опорное напряжение снимается с опорного потенциометра RP , включаемого в цепь связи (рис. 4.9а), или создается с помощью стабилитрона (рис. 4.9,б). В реверсивных СУЭП используются узлы схем, показанные на рис. 4.9,в,г. Применение стабилитронов позволяет отказаться от использования дополнительных источников питания, как правило стабилизированных.

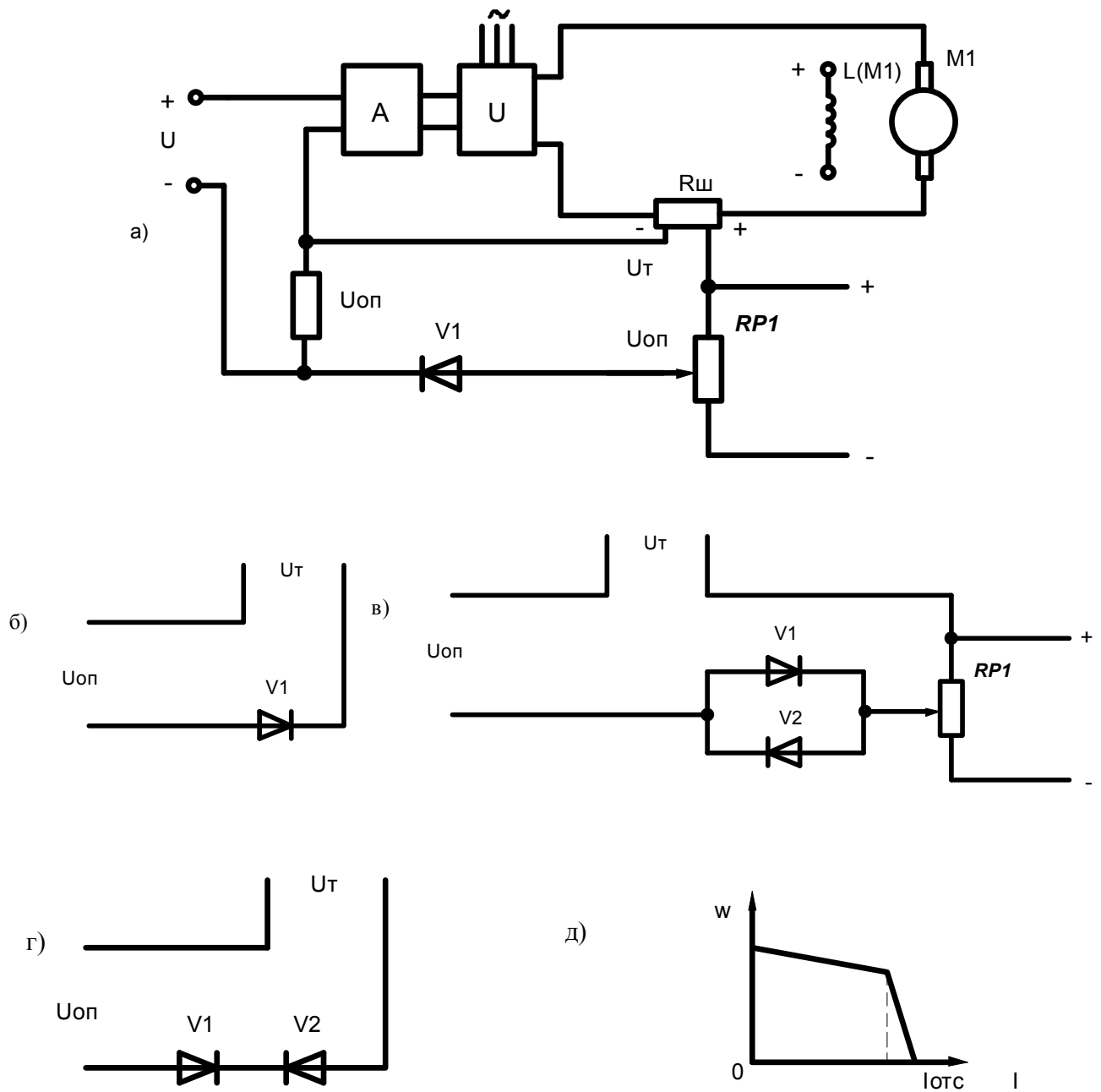


Рисунок 4.9 – Схема СУЭП с отсечками (а)- функциональная схема; б)- нереверсивный узел схемы отсечки; в)- реверсивный узел схемы отсечки (параллельное включение); г)- реверсивный узел схемы отсечки (последовательное включение); д)- электромеханическая характеристика)

Напряжение обратной связи по току (отрицательной) с отсечкой определяется из выражения:

$$U_{от} = (U_T - U_{оп}) * 1(\Delta I) = K_T * (I - I_{отс}) * 1(\Delta I), \quad (4.33)$$

где: $I_{отс}$ - ток отсечки, при котором начинает действовать отрицательная обратная связь по току;

$1(\Delta I) = 1(I - I_{отс})$ - единичная функция по току, равная нулю при $I < I_{отс}$ и единице при $I > I_{отс}$.

Электромеханические характеристики в СУЗП с токовой отсечкой и отрицательными обратными связями по скорости и напряжению можно получать из вышеизложенных уравнение (4.22) – (4.27) и с учетом (4.33):

$$\omega = \frac{[U_3 \cdot U_{оп} \cdot 1(\Delta I)] \cdot K_v \cdot K_{II} \cdot C - I \cdot C \cdot R \cdot \left(1 + \left(\frac{R_D}{R} + \frac{K_T}{R} \cdot 1(\Delta I) \right) \cdot K_v \cdot K_{II} \right)}{1 + (K_C \cdot C + K_H) K_v \cdot K_{II}}. \quad (4.34)$$

Характеристика имеет два участка на рисунок 4,9,д: стабилизация скорости, когда $1(\Delta I) = 0$ при $I < I_{отс}$ и стабилизации момента, когда $1(\Delta I) = 1$ при $I > I_{отс}$. Регулирование тока отсечки производится изменением опорного напряжения $U_{оп}$.

Уровень стабилизации момента (тока) двигателя при действии отрицательной связи по току можно оценить по уравнению ЭДС преобразователя, для случая стопорения двигателя ($\omega = 0$):

$$E_{II,CT} = [U_3 - K_T \cdot (I_{CT} - I_{отс})] \cdot K_v \cdot K_{II} = I_{CT} \cdot R.$$

Преобразовав, получим:

$$I_{CT} - I_{отс} = \frac{U_3 \cdot K_v \cdot K_{II} - I_{CT} \cdot R}{K_v \cdot K_{II} \cdot K_T}. \quad (4.35)$$

где: $I_{ст}$ - ток якоря при стопорении двигателя.

В режиме стабилизации момента отрицательная обратная связь по току и отрицательная обратная связь по скорости или напряжению, осуществляющая стабилизацию скорости, противодействуют друг другу. Обратная связь по току снижает скорость двигателя, а обратная связь по скорости (напряжению) старается повысить. В этом режиме обратную связь по скорости (напряжению) отключают путем введения в эту связь узлов отсечки, что повышает эффективность действия токовой отсечки и улучшает переходные процессы, обеспечивая постоянство ускорения и замедление электропривода.

Стабилизация ускорения осуществляется с помощью стабилизации момента в переходном процессе на всем его протяжении. Это обеспечивается в СУЭП с отрицательными обратными связями по току и скорости (или напряжению) с отсечками. Эти связи позволяют сформировать требуемый закон изменения сигнала управления на входе преобразователя.

Процессы пуска и торможения происходят на протяжении переходного процесса при постоянстве тока двигателя. Напряжение управления во времени изменяется по уравнению:

$$U_{упр}(t) = \frac{1}{K_v \cdot K_{II} \cdot C} \cdot \left[\omega_{нач} + \left(\frac{d\omega}{dt} \right)_3 \cdot t + \left(\frac{d\omega}{dt} \right)_3 \cdot T_M \right]. \quad (4.36)$$

где: $\omega_{нач}$ - начальная скорость процесса;

$\left(\frac{d\omega}{dt} \right)_3$ - заданное ускорение двигателя.

В начале переходного процесса возникает кратковременная форсировка, не учтенная в (4.36), которая необходима для быстрого нарастания тока якоря двигателя.

Функциональная схема СУЭП с отрицательными обратными связями по скорости (напряжению) и тока с отсечками показаны на рисунке 4.10,а. Отсечку по току осуществляет стабилитрон VI, так как уровень стабилизации тока (момента) выбирается однозначно,

исходя из его допустимого, или требуемого значения. Отсечка по скорости (напряжению) обеспечивает диод V2, когда опорное напряжение (по скорости, по напряжению) меньше напряжений датчика обратной связи ($U_{oc} < U_c$; $U_{oc} < U_n$). При этом напряжение обратной связи получим из выражения:

$$U_{oc} = (U_c - U_{оп1}) \cdot 1(\Delta\omega) = K_c(\omega - \omega_{отс}) \cdot 1(\Delta\omega), \quad (4.37)$$

где: $\omega_{отс}$ - скорость отсечки, при которой начинает действовать обратная связь по скорости;

$1(\Delta\omega) = 1(\omega - \omega_{отс})$ - единичная функция по скорости, равная нулю при $\omega > \omega_{отс}$.

Уравнение электромеханической характеристики будет иметь следующий вид:

$$\omega = \frac{[U_3 + U_{оп1} \cdot 1(\Delta\omega) + U_{оп2} \cdot 1(\Delta\omega)] \cdot K_v \cdot K_{II} \cdot C - I \cdot C \cdot R \cdot \left(1 + \frac{K_T}{R} \cdot 1(\Delta I) \cdot K_v \cdot K_{II}\right)}{1 + K_c \cdot 1(\Delta\omega) \cdot K_v \cdot K_{II} \cdot C} \quad (4.38)$$

При использовании обратной связи по напряжению, в уравнении (4.38) параметры обратной связи по скорости заменяются на параметры обратной связи по напряжению.

Выбор значений тока отсечки $I_{отс}$ и скорости отсечки $\omega_{отс}$ (значений единичных функций) может производиться при их точном соответствии (рис. 4.10,б). Практически же значение скорости отсечки принимается при скорости ниже полного соответствия, т.е. при $I > I_{отс}$ (рис. 4.10,в). Все это позволяет упростить настройку СУЭП и исключить снижение момента перегрузки двигателя при снижении напряжения сети.

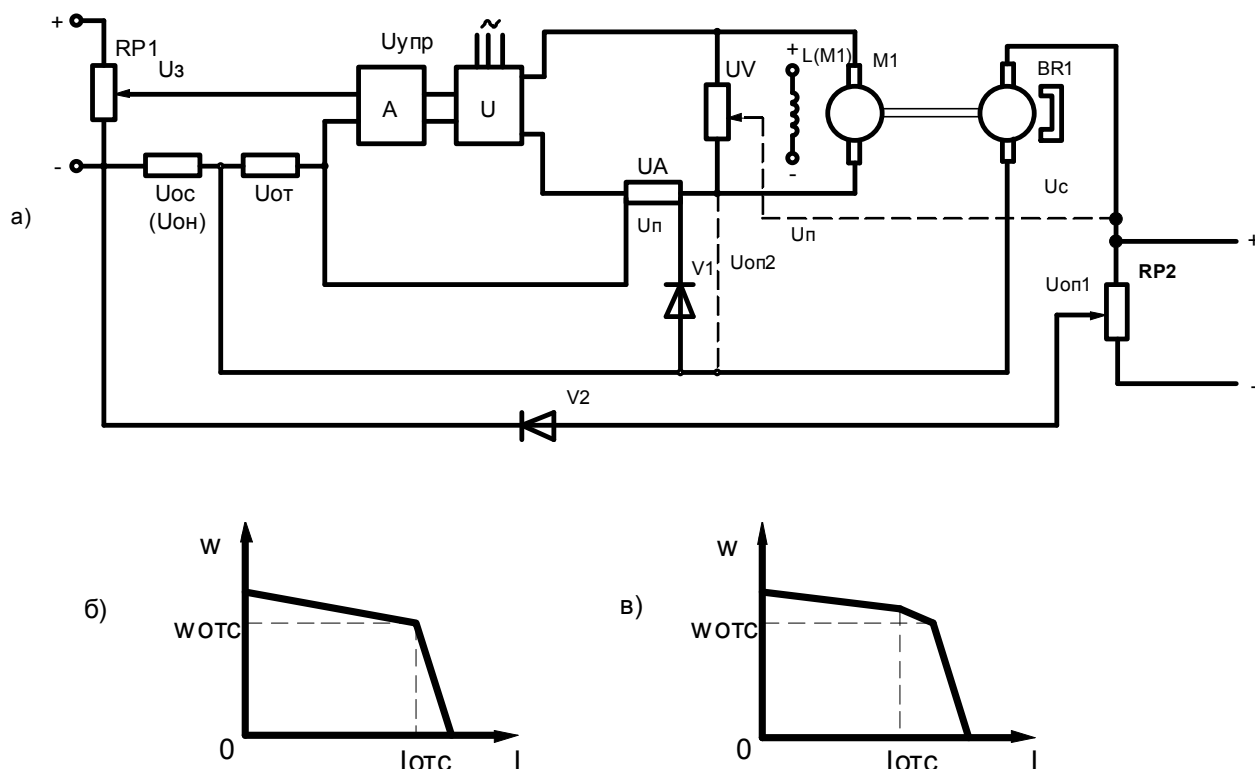


Рисунок 4.10 - Функциональная схема СУЭП с отрицательными обратными связями по скорости (напряжению) и току с отсечками (а)- функциональная схема; б), в)- электромеханические характеристики с отсечками).

Задающее напряжение в СУЭП с отрицательной связью по скорости (напряжению) с отсечкой определяется при идеальном холостом ходе двигателя, когда $1(\Delta\omega) = 1$, а $1(\Delta I) = 0$, тогда:

$$U_3 = \frac{\omega_0}{K_v \cdot K_{II} \cdot C} \cdot (1 + K_v \cdot K_c \cdot K_{II} \cdot C) - U_{oc}. \quad (4.39)$$

Снижение задающего напряжения в СУЭП с отсечкой по скорости на U_{oc} позволяет облегчить действие токовой отсечки.

Регулирование скорости в такой СУЭП изменением задающего напряжения U_3 обеспечиваться не может, т.к. при снижении скорости ниже скорости отсечки ($\omega < \omega_{отс}$) обратная связь по скорости отключается. Скорость регулируется изменением значения опорного напряжения $U_{оп1}$, изменяющего скорость отсечки $\omega_{отс}$. Это является недостатком СУЭП.

В переходных процессах отрицательные обратные связи по току и скорости с отсечками позволяют сформировать закон изменения сигнала управления на входе преобразователя при пуске двигателя с постоянным ускорением и торможении с постоянным замедлением.

Исследование таких СУЭП в динамике проводится классическими или частотными методами согласно структурной схеме рисунок 4.8, но в которой опорные напряжения по скорости и току вынесены на вход системы.

Передаточная функция СУЭП:

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{U''_3(p)} = \frac{W_v(p) \cdot W_{II}(p) \cdot W_d(p)}{1 + W_v(p) \cdot W_{II}(p) \cdot W_d(p) \cdot [W_c(p) \cdot 1(\Delta\omega) + W_T(p) + 1(\Delta I)],} \quad (4.40)$$

где $U''_3(p) = U'_3(p) + U_{оп1}(p)1(\Delta\omega) + U_{оп2}(p)1(\Delta I)$;

Передаточная функция в зависимости от значений $1(\Delta I)$ и $1(\Delta\omega)$ определяется отдельно для режимов стабилизации тока (момента) [$1(\Delta I) = 1$; $1(\Delta\omega) = 0$] и скорости [$1(\Delta I) = 0$; $1(\Delta\omega) = 1$]. Кроме этого отсечки по току и скорости (напряжению) могут осуществляться при использовании промежуточных усилителей с нелинейными характеристиками.

Реверсирование СУЭП с отсечками немного усложняются вследствие того, что источники напряжений сравнения должны при реверсах менять полярность.

4.8 Системы управления электроприводами с электромашинными усилителями

Среди систем с электромашинными преобразователями до настоящего времени используются системы Г-Д с ЭМУ в качестве генератора питания якоря или обмотки возбуждения двигателя для привода механизмов металлорежущих станков и ряда других механизмов, требующих стабильной работы в широком диапазоне скорости.

В основном в СУЭП нашли применение ЭМУ поперечного поля (имеются также многообмоточный возбудитель, с самовозбуждением).

Схема ЭМУ поперечного поля представляет собой двухступенчатый усилитель. Входной величиной первой ступени является напряжение, прикладываемое к обмотке управления $L(M)$, выходной величиной - ЭДС e_n на щетках поперечной оси. Вход второй ступени усилителя - обмотка якоря, входная величина - индуцированная в обмотке ЭДС e_n , выходная - $e_{ЭМУ}$ (рисунок 4.11)

Большое достоинство ЭМУ поперечного поля - высокий коэффициент усиления по мощности. Коэффициент усиления по мощности в первом каскаде достигает $200 \div 500$, а

общий коэффициент усиления ЭМУ может быть $(1 \div 4)10^4$. Внешние характеристики ЭМУ $U_{в} = f(i_{я})$ для различных коэффициентов компенсации, когда $\xi = 1$ имеет вид (рисунок 4.13).

В большинстве случаев стремятся работать при полной (критической) компенсации, когда $\xi = 1$, или при небольшой недокомпенсации. Перекомпенсация может привести к неустойчивой работе. Недокомпенсированный усилитель работает неудовлетворительно из-за сильного уменьшения напряжения на его зажимах при увеличении нагрузки. ЭМУ поперечного поля выпускаются по мощности от десятков ватт до $10 \div 20$ кВт и имеют от 2 до 4 обмоток управления. ЭМУ используется как преобразователь, непосредственно питающий двигатель, а в установках средней мощности (десятки-сотни киловатт) - как возбудитель генератора, к которому подключается двигатель. Узел преобразователя П1 и П2 в общей

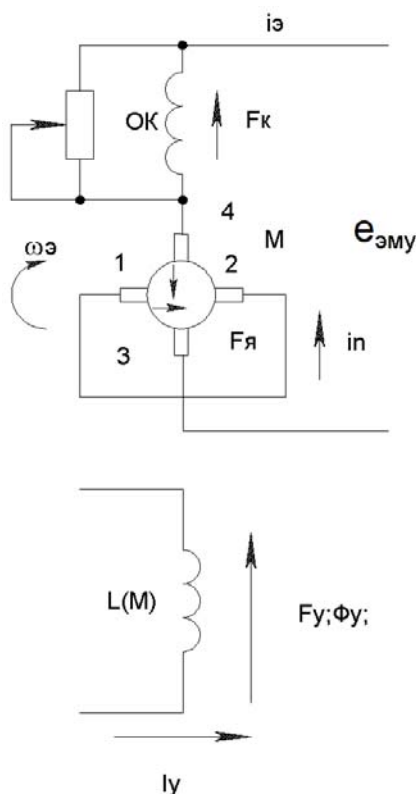


Рисунок 4.11 – Схема ЭМУ

блок-схеме для обычного случая электромашинных преобразователей имеют вид (рисунок 4.12) где П1 - ЭМУ; П2 - генератор.

На обмотки управления подаются сигналы управления и обратных связей, а также сигналы корректирующих цепей.

Отрицательная обратная связь по напряжению или скорости обеспечивает повышенную жесткость механических характеристик. Для дополнительной стабилизации выходного напряжения или скорости одна из обмоток включается как обмотка положительной обратной связи по току $L5(M1)$ (рисунок 4.14).

Большие коэффициенты усиления ЭМУ увеличивают вероятность колебательных процессов в соответствующей электромашинной системе. Для гашения колебаний предусматривается заводом изготовителем специальная стабилизирующая обмотка $L2(M)$ (рисунок 4.14) обеспечивающая гибкую дифференциальную связь (LC). Может использовать также дифференцирующий трансформатор ТС (рисунок 4.15)

На рисунке 4.16 схема ЭМУ с многоцелевым использованием обмотки управления $L2(M1)$ (ЭМУ с поперечным полем).

В электромашинных системах широко используются так называемые задержанные обратные связи (отсечки) - нелинейные связи, вступающие в действие лишь при определенном значении тока или напряжению. Они необходимы для получения механических характеристик специальной формы.

На рисунке 4.17 а,б приведены схема системы с задержанной обратной связью по току и механическая характеристика.

Главная обратная связь систем с ЭМУ обычно выполняется по скорости двигателя с помощью тахогенератора или тахометрического моста; иногда для уменьшения необходимого коэффициента усиления дополняется положительной обратной связью по току, компенсирующей падение напряжения в сопротивлении главной цепи привода. Применяются комбинации отрицательной обратной связи по напряжению двигателя и

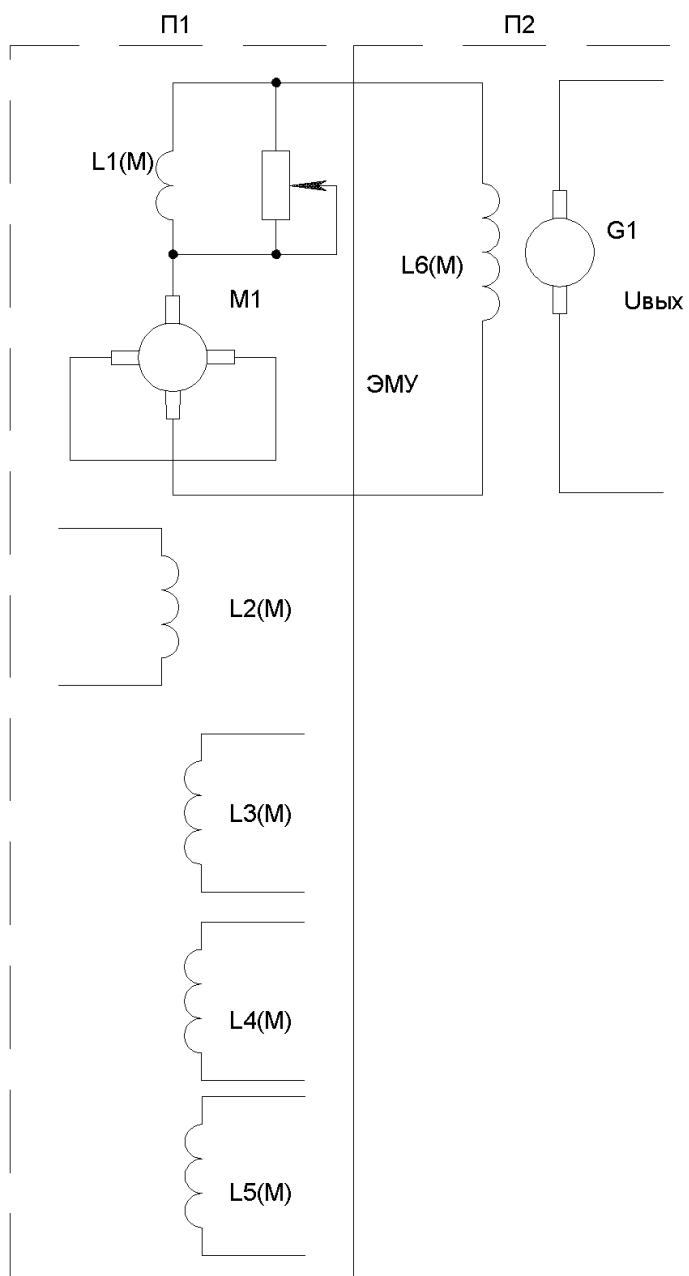


Рисунок 4.12 - Схема системы ЭМУ – генератор постоянного тока

положительной обратной связи по току. На рисунке 4.18 приведена принципиальная схема системы с положительной обратной связью по току и отрицательной по скорости (однако

положительная обратная связь по току здесь может и отсутствовать). При набросе нагрузки (рисунок 4.18) увеличивается ток I главной цепи и вследствие увеличения внутреннего падения напряжения ЭМУ уменьшается его выходное напряжение. Результирующее напряжение на $L3(M1)/U_3 - K_{св}$ увеличивается. Напряжение на токовой обмотке $L4(M1)$ также увеличивается вследствие увеличения падения напряжения на сопротивлении $R_{ш}$. Совместное действие обмоток $L3(M1)$ и $L4(M1)$ способствует увеличению ЭДС ЭМУ и скорость двигателя поддерживается на заданном уровне.

Для формирования требуемого переходного процесса системы при набросе (сбросе) нагрузки применена гибкая отрицательная обратная связь по напряжению $L2(M1)$, осуществляемая при помощи емкостного дифференцирующего контура.

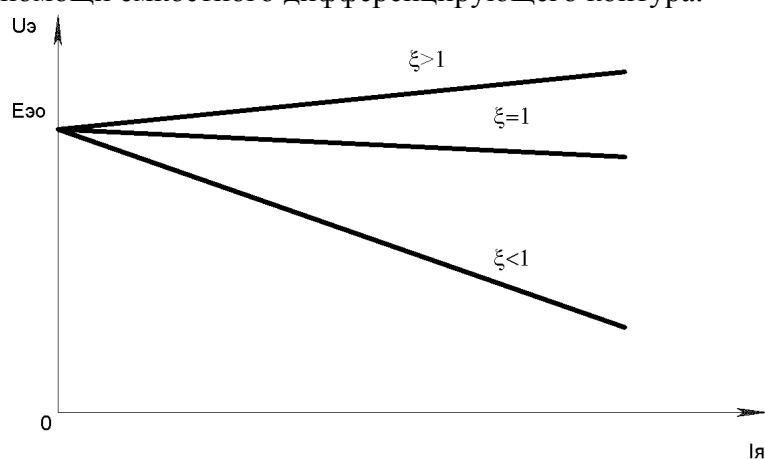


Рисунок 4.13 – Внешние характеристики ЭМУ

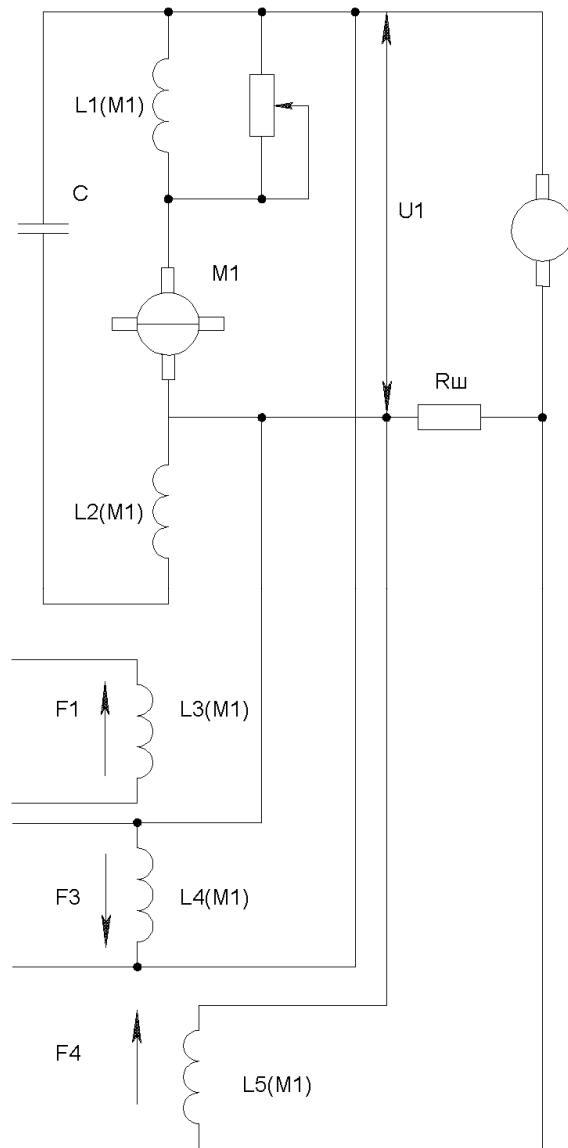


Рисунок 4.14 – Схема Эму с различными обратными связями

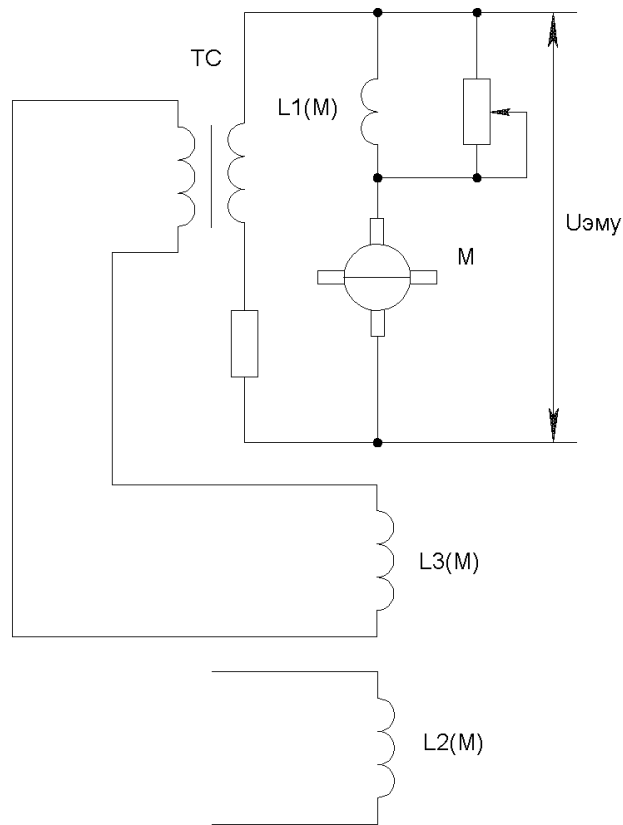


Рисунок 4.15 – Схема ЭМУ с дифференциальной обратной связью

Структурная схема системы при действии обратной связи по скорости приведена на рисунке 4.19, где приняты следующие обозначения: $U_з$ - задающий сигнал; U_{oc} - сигнал обратной связи; $U_δ$ - сигнал ошибки; $U_{эму}$ - ЭДС ЭМУ; $\Delta E_{эму}$ - отклонение напряжения на выходе ЭМУ, вызванное гистерезисом его характеристики; $K_1 = \Delta F / \Delta U_δ$ - коэффициент передачи обмотки $L_3(M_1)$ ЭМУ, создающий магнитодвижущую силу $F_з$; $K_2 = \Delta E_{эму} / \Delta F_з$ - коэффициент передачи ЭМУ; $K_3 = \Delta \omega / \Delta E_{эму} = 1 / C\Phi = K_d$ - коэффициент передачи двигателя M_2 по управлению; $K_4 = \Delta \omega / \Delta I_я = R_{яц} / C\Phi$ - коэффициент передачи двигателя M_2 по возмущению; $R_{яц} = R_{яэму} + R_{яM_2} + R_{L_1(M_1)}$ - сопротивление якорной цепи; $K_5 = \Delta U_{BR} / \Delta \omega$ - коэффициент передачи датчика обратной связи (тахогенератора BR).

Уравнение статики для системы без обратной связи (тахогенератор BR отключен)

$$\omega = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot U_з - K_4 \cdot \Delta I \pm K_3 \cdot \Delta E_{эму} = \omega_0 - \omega_1 \pm \omega_2 \quad (4.41)$$

где ω_0 - скорость идеального холостого хода;

ω_1 - изменение частоты вращения, вызванное током (моментом) нагрузки;

ω_2 - изменение скорости вращения, вызванное гистерезисом ЭМУ.

Уравнение статики для системы с обратной связью по скорости имеет вид:

$$\begin{aligned} \omega' &= \frac{K_1 \cdot K_2 \cdot K_3}{1 + K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot K_5} \cdot U_з - \frac{K_4}{1 + K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot K_5} \cdot \Delta I \pm \frac{K_3}{1 + K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot K_5} \cdot \Delta E_{эму} = \\ &= \omega_0 - \Delta \omega_1 \pm \Delta \omega_2 \end{aligned} \quad (4.42)$$

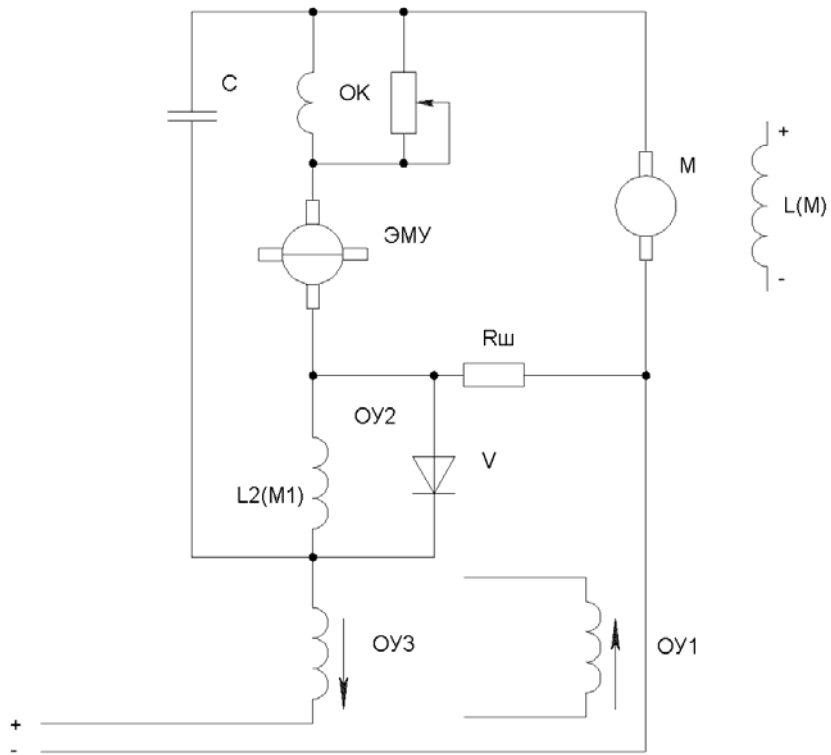
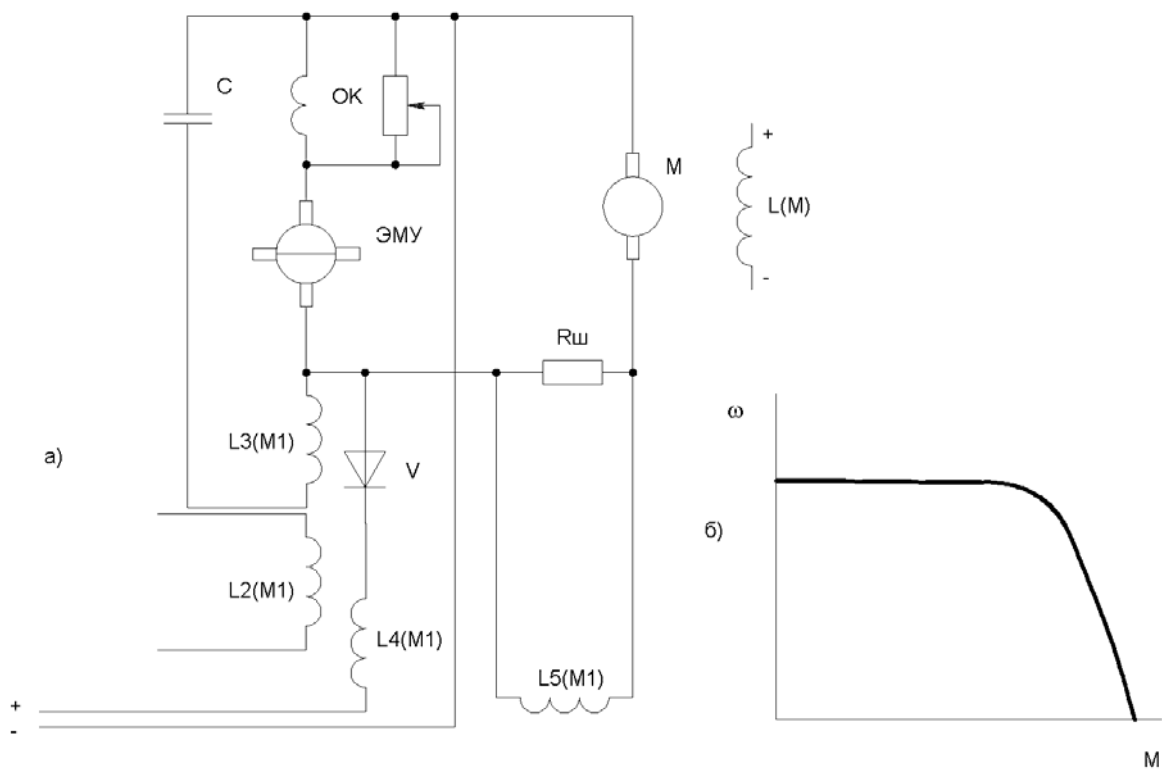


Рисунок 4.16 – Схема ЭМУ с многоцелевым использованием обмотки управления L2(M1)



- а) схема системы;
- б) механическая характеристика

Рисунок 4.17 – Схема системы с задержанной обратной связью по току и механическая характеристика

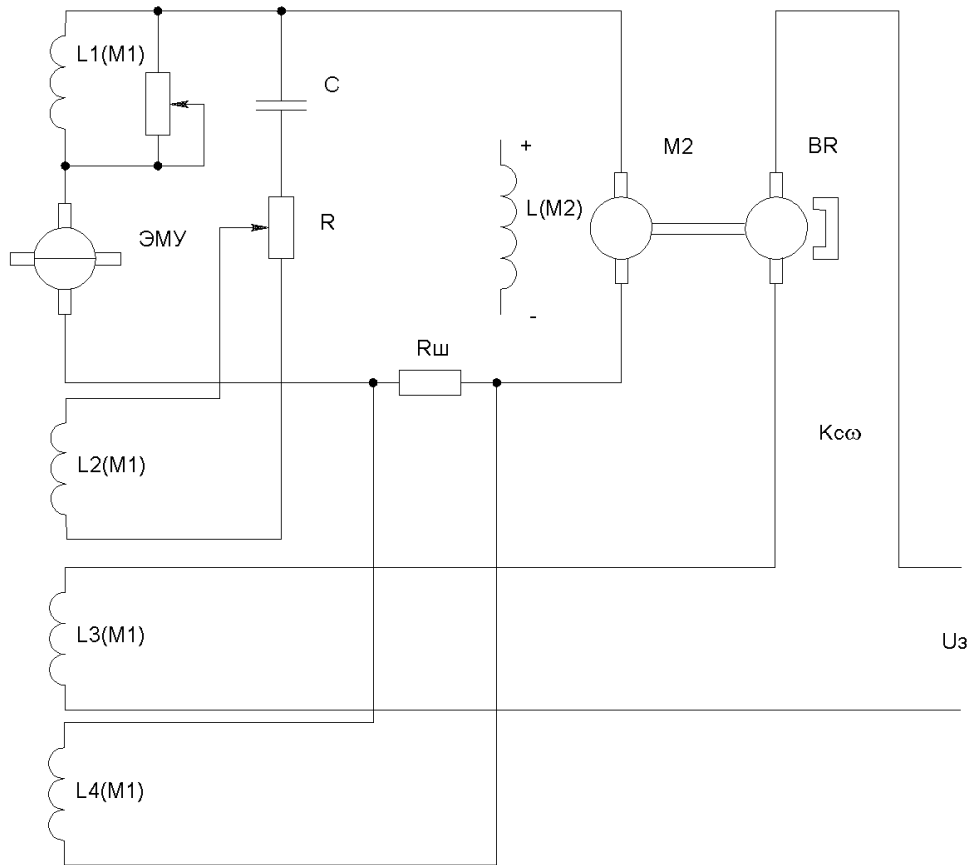


Рисунок 4.18 – Схема системы ЭМУ - Д с обратными связями по току и скорости

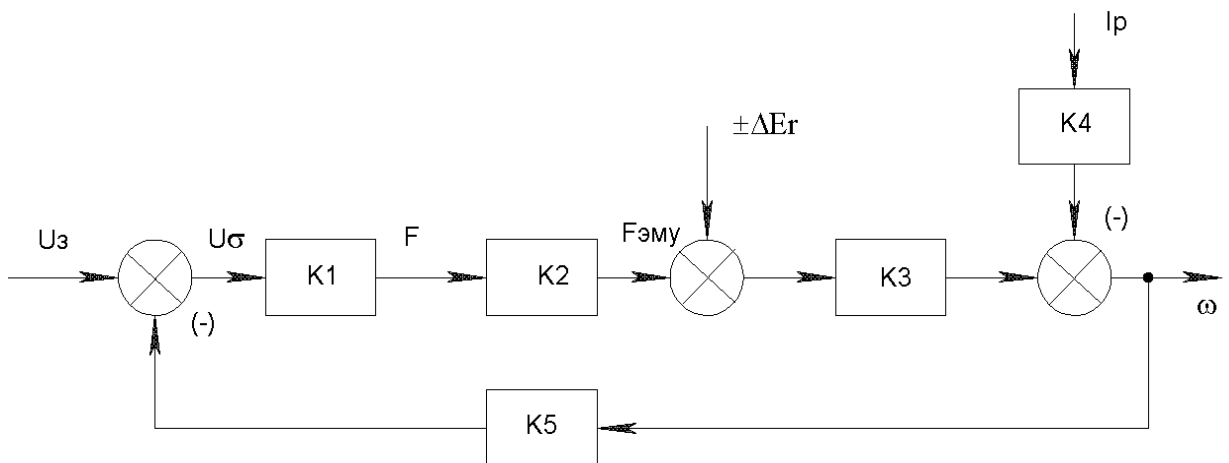


Рисунок 4.19 – Структурная схема системы ЭМУ – Д с обратной связью по скорости

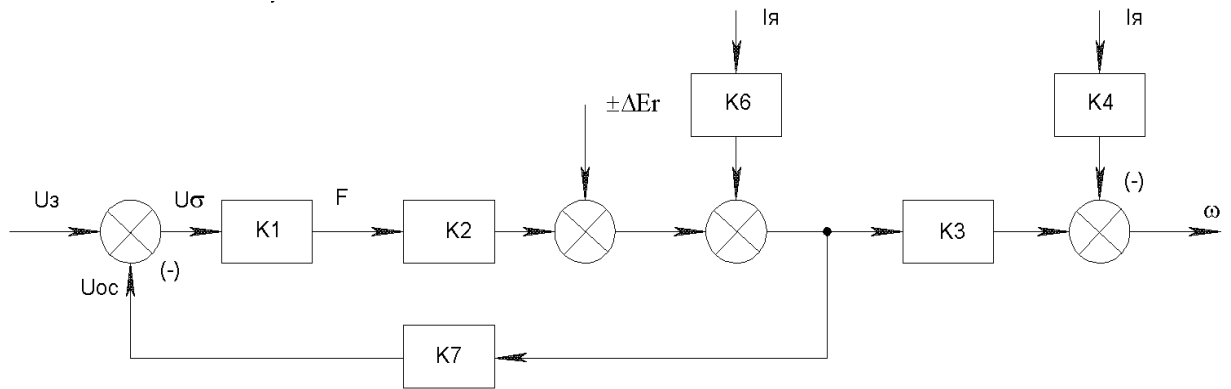
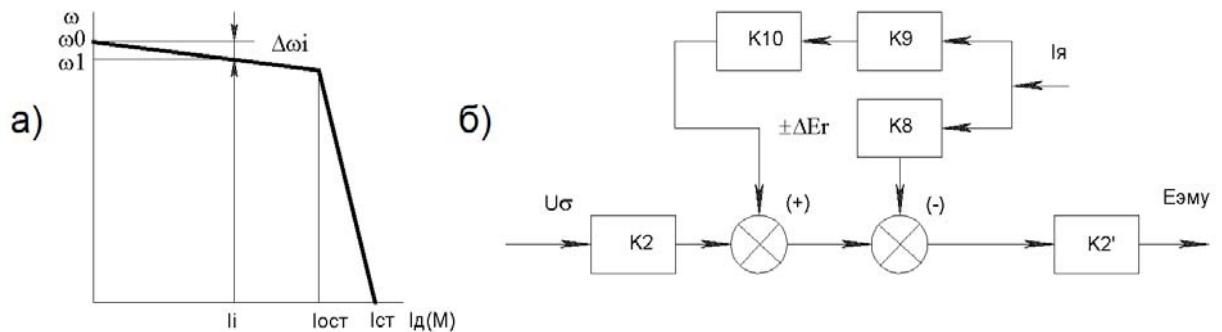


Рисунок 4.20 - Структурная схема системы ЭМУ – Д с обратной связью по напряжению



а) механическая характеристика;
б) структурная схема

Рисунок 4.21 – Механическая характеристика и структурная схема ЭМУ охваченного нелинейной ОС по току

Для случая применения обратной связи по напряжению структурная схема аналогична рисунку 4.20, а уравнение статики имеет вид:

$$\omega'' = \frac{K1 \cdot K2 \cdot K3}{1 + K1 \cdot K2 \cdot K7} \cdot U3 - \left(K4 + \frac{K6}{1 + K1 \cdot K2 \cdot K7} \right) \cdot \Delta I \pm \frac{K3}{1 + K1 \cdot K2 \cdot K7} \cdot \Delta E_{\text{ЭМУ}} = (4.43)$$

$$= \omega0 - \Delta\omega''1 \pm \Delta\omega''2,$$

где $K6 = \Delta U_{\text{ЭМУ}} / \Delta I = R_{\text{я}} \text{ ЭМУ}$ - коэффициент передачи ЭМУ по возмущению;

$K7 = \Delta U_{\text{ос}} / \Delta U_{\text{ЭМУ}}$ - коэффициент передачи цепи обратной связи по напряжению.

Из выражений (4.41 - 4.43) следует, что введение обратных связей уменьшает статическую ошибку системы, вызванную теми возмущающими воздействиями, которые охватываются контуром обратной связи.

Глубину обратной связи можно определить для любого вида связей по известным сигналам задания и обратной связи или по сигналу ошибки:

$$K_p = \frac{U_{oc}}{U_3 - U_{oc}} = \frac{U_{oc}}{U_{\delta}}, \quad (4.44)$$

где K_p - коэффициент передачи разомкнутой системы.

Автоматическое ограничение тока в якорной цепи и момента, развиваемого двигателем, осуществляется за счет действия задержанной отрицательной обратной связи по току якоря. При изменении момента двигателя от нуля до момента (тока) $M_{отс}$, задержанная отрицательная обратная связь не действует. На участке $M_{отс} < M < M_{ст}$ связь вступает в действие и резко увеличивает крутизну характеристики (рисунок 4.21,а). Момент, развиваемый двигателем M_2 , ограничен током стопорения при скорости двигателя равной нулю. Структурная схема ЭМУ, охваченного нелинейной обратной связью по току, приведена на рисунке 4.21,б (согласно схемы на рисунке 4.17,а) со следующими обозначениями: K^2 - коэффициент передачи ЭМУ без учета действия связей по току; $K_8 = \Delta F_{ря} / \Delta I_a$ - коэффициент, учитывающий реакцию якоря; $K_9 = \Delta F_{L1}(M1) / \Delta I = W_{L1}(M1)$ - коэффициент передачи компенсационной обмотки $F_{L1}(M1)$, $F_{ря}$ - магнитодвижущие силы обмотки $F_{L1}(M1)$ и реакция якоря по продольной оси; K_{10} - нелинейное звено, учитывающее действие опорных элементов (стабилитронов, диодов). Выходной сигнал ЭМУ с поперечным полем (ЭДС) пропорционален результирующей магнитодвижущей силе (МДС) по продольной оси. В свою очередь, эта МДС $F_2 = F_{L3}(M1) + L_4(M1) + F_{L1}(M1) - F_{ря}$.

Обычно ЭМУ настраивается таким образом, что степень компенсации его является нормальной т.е. МДС компенсационной обмотки уравнивает МДС продольной реакции якоря: $F_{ря} = F_{L1}(M1)$.

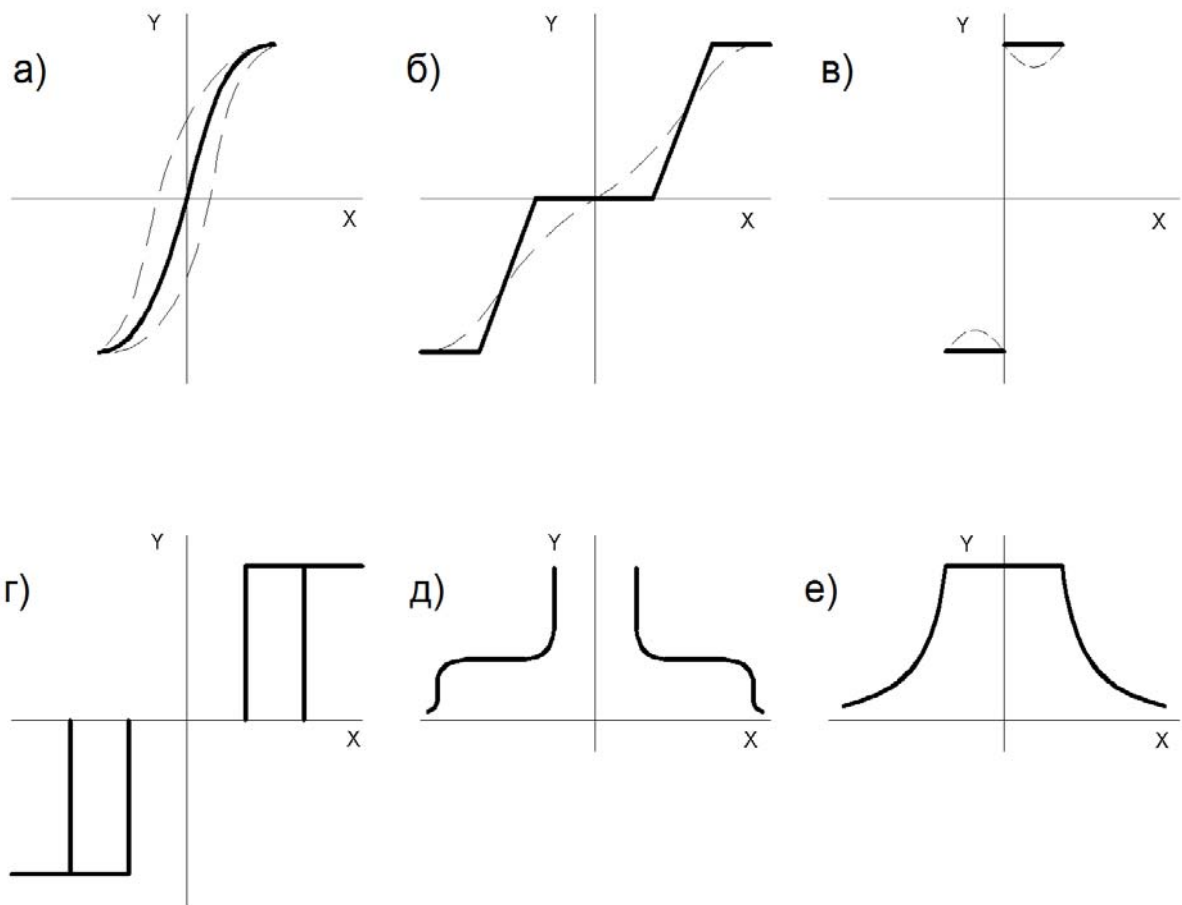
4.9 Системы управления с магнитными усилителями

Магнитные усилители (МУ) играют роль различных управляемых преобразователей переменного тока в постоянный или переменный с другими параметрами. Они используются: для питания обмоток возбуждения машин постоянного тока, якорей машин постоянного тока, статоров машин переменного тока. Используются в качестве элементов цепей управления (сумматоры, модуляторы, бесконтактные логические элементы).

Системы автоматического управления электроприводами, включающие МУ, довольно часто состоят из типовых узлов, и МУ входит в состав управляющего преобразователя. Выпускаемые серийно МУ позволяют выполнить системы магнитный усилитель-двигатель с регулированием скорости двигателей постоянного и переменного тока мощностью до 15кВт, а также в качестве возбудителей синхронных генераторов и двигателей мощностью до нескольких сотен киловатт. Однако у СУЭП есть особенности, вносимые МУ. Они появляются в (системе, где МУ питает якорь двигателя постоянного тока) когда в двигателе возникают режимы прерывистого или непрерывного тока. Кроме этого МУ вносят в систему управления различные типовые нелинейности, приведенные на рисунке 4.22. В простейшем случае МУ эквивалентен по действию инерционному усилителю с ограничением по выходной мощности, напряжению или току. В более сложных случаях они являются элементами с несколькими инерционностями и с неоднозначными характеристиками.

В случае питания якоря двигателя независимого возбуждения от преобразователя, включающего МУ, возникают режимы прерывистого и непрерывного тока двигателя. На рисунке 4.23, а приведена простейшая система с МУ. Якорь двигателя M питается от МУ через выпрямительный мост V . На рисунке 4.23, б приведены графики мгновенных значений напряжения сети U_c , тока i , противо-ЭДС двигателя e и падения напряжения $I \cdot R_d$ в режиме прерывистых токов (РПТ).

Ток i появляется, если $U_m \cdot \sin(\theta_1) \geq e + 2 \cdot e_v$



а) насыщение; б) зона нечувствительности; в) сухое трение;
 г) релейный режим; д) дроссельный МУ; е) коэффициент усиления двухтактного МУ

Рисунок 4.22 – Типовые нелинейности вносимые МУ в систему автоматического управления

Отсюда угол, при котором насыщается один из сердечников:

$$\Theta_1 = \arcsin\left(\frac{e + 2 \cdot e_B}{U_M}\right). \quad (4.45)$$

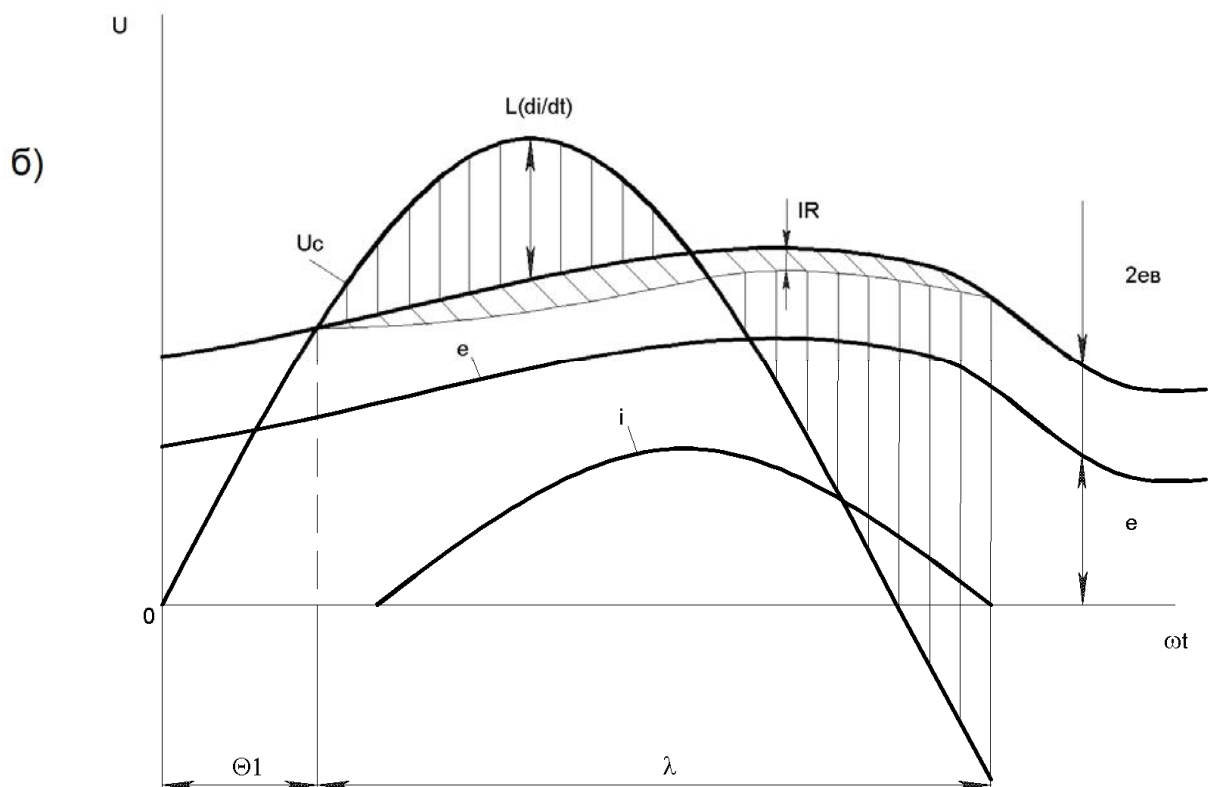
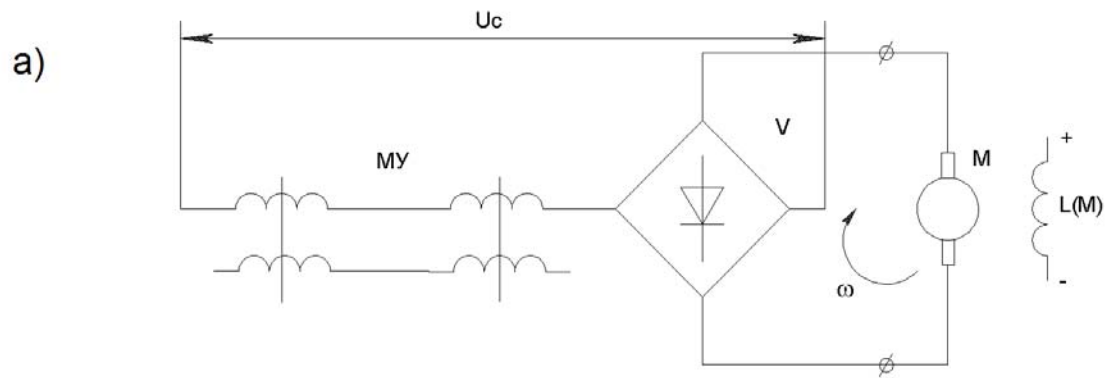
Дифференциальное уравнение получается из рисунка 4.23 б, если для любого момента времени записать уравнение Кирхгофа:

$$U_M \cdot \sin(\Theta_1 - \omega t) = e + 2 \cdot e_B + i \cdot R_d + L \frac{di}{dt}. \quad (4.46)$$

Разделив обе части на R_d , получим:

$$T \frac{di}{dt} + i = I_m \cdot \sin(\Theta_1 - \omega t) - \frac{e + 2 \cdot e_B}{R_d}, \quad (4.47)$$

где $T = L/R_d$; $I_m = U_M/R_d$.



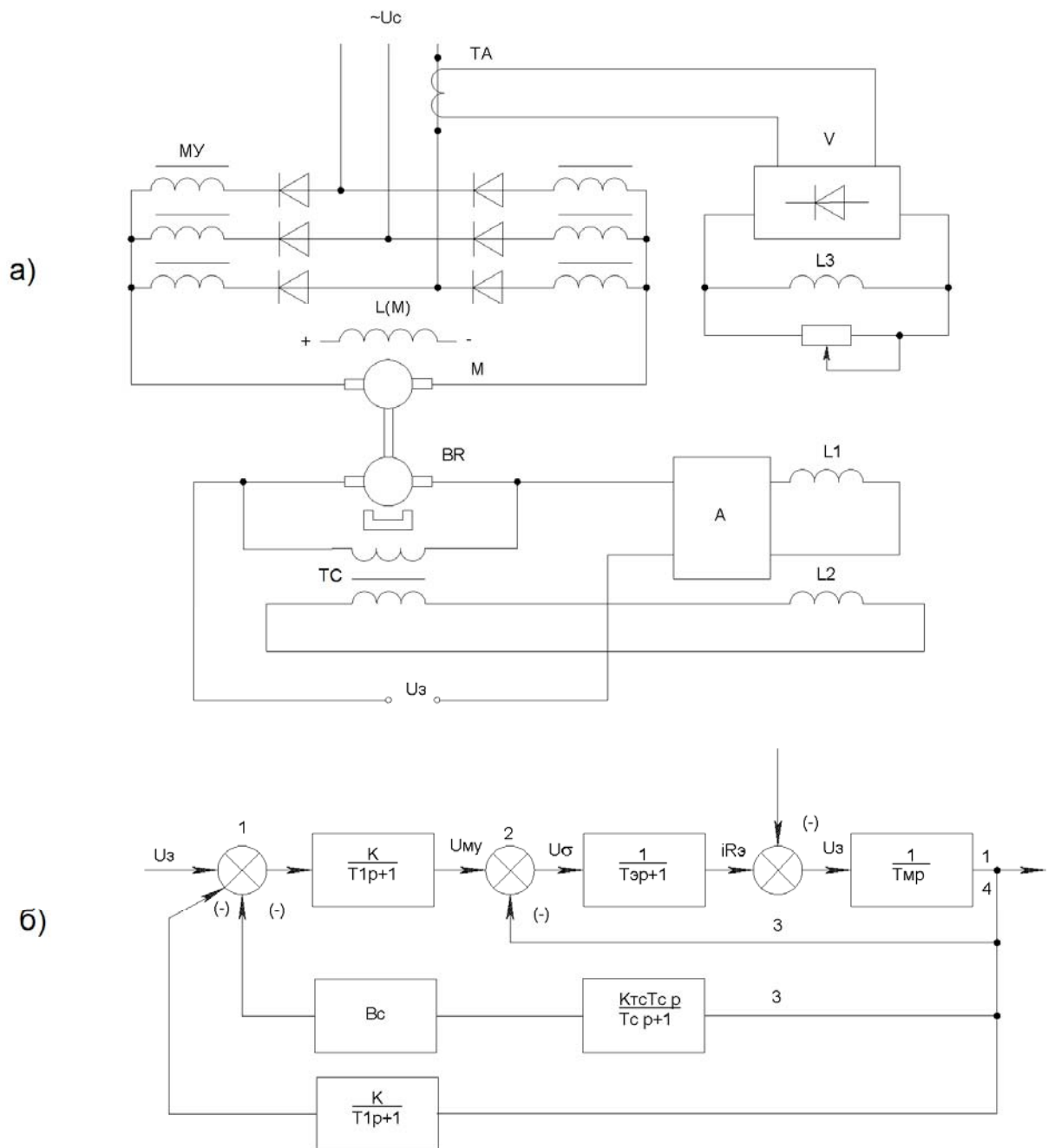
а) электрическая схема МУ;
 б) диаграммы напряжений и токов МУ

Рисунок 4.23 – Электрическая схема и диаграммы напряжений и токов МУ

Получим уравнение движения, представив противо - ЭДС через скорость $e=c \cdot \omega$; получим систему уравнений в РПТ. В системе, содержащей преобразователь на МУ, питающий двигатель:

$$T \frac{di}{dt} + i = \left[L_m \cdot \sin(\Theta_1 - \omega t) - \frac{2 \cdot e\omega}{R\partial} \right] \cdot 1(\omega t - \Theta_1) - \frac{c}{R\partial} \cdot \omega; \quad (4.48)$$

$$T_M \frac{d\omega}{dt} = \frac{R\partial}{c} \cdot i - \frac{R\partial}{c^2} \cdot M c, \quad (4.49)$$



а) электрическая схема системы МУ – ДПТ;
 б) структурная схема системы МУ – ДПТ

Рисунок 4.24 – Электрическая и структурная схемы системы МУ - ДПТ

где T_m - электромеханическая постоянная времени двигателя.

Входной величиной является угол открывания МУ Θ , возмущающее воздействие считается заданной величиной момента сопротивления M_c .

В режиме непрерывных токов переходные процессы в МУ и двигателе описываются дифференциальным уравнением:

$$[T_m \cdot T_{му} \cdot F'(a) \cdot p^2 + T_{му} \cdot F'(a) \cdot p + 1] \cdot I_{нагр} = K_{му} \cdot F'(a) \cdot U_y ; \quad (4.50)$$

$$\left(\frac{T}{M} + \frac{Mc}{c \cdot I_{нагр}} - 1 \right) \cdot \omega = \frac{R\partial}{c} \cdot I_{нагр} - \frac{R\partial}{c^2} \cdot Mc, \quad (4.51)$$

где $a = \frac{I''_{ср}}{I_{нагр}}$; $F'(a) = L - 2 \cdot a$;

$R\partial$ - сопротивление двигателя;

$$T_M = J \cdot \frac{R\partial + R\partial}{c^2}; \quad R\partial = \frac{c \cdot \omega}{I_{нагр}}.$$

Уравнения нелинейные и решаются методами математического моделирования или конечных приращений. Схемные особенности МПУ показаны на рисунке 4.24 а, а структурная схема на рисунке 4.24, б.

Привод ПМУ состоит из МУ, двигателя постоянного тока независимого возбуждения на мощности 0.2 - 10 кВт и имеет жесткие обратные связи по току и напряжению, обеспечивающие необходимую жесткость механических характеристик. Диапазон регулирования скорости $D=10$, точность поддержания скорости $\pm 10\%$ при изменении нагрузки до M_n . Среднее значение выпрямленного напряжения на нагрузке

$$U_{ср} = \frac{Ku}{Ki} \left[\sqrt{Ki^2 \cdot U_{\sim}^2 - \lambda^2 \cdot I_{ср}^2 \cdot X_{\partial p}^2} - I_{ср} \cdot (X \cdot r_{\partial p} - 2 \cdot e\epsilon) \right], \quad (4.52)$$

где $Ki = I_{ср} / I_{\sim}$; $Ku = U_{ср.о} / U_{\sim}$; $I_{ср}$ - среднее значение тока нагрузки;

$U_{ср.о}$ - среднее значение выпрямленного напряжения при $I_{ср}=0$;

X - коэффициент, зависящий от схемы соединения МУ.

Таблица 4.1 – Параметры магнитных усилителей

Схема соединения	Ki	Ku	X
Однофазная мостовая	1.27	0.9	1
Трёхфазная мостовая	1.73	1.35	2

Статистическая характеристика и общее уравнение могут быть получены из ранее приведенных формул. МУ является инерционным звеном 1 порядка. Для поддержания скорости на заданном уровне в схеме имеется жесткая отрицательная обратная связь по скорости двигателя M , осуществляемая при помощи тахогенератора BR . Схема также содержит гибкую отрицательную обратную связь по ЭДС тахогенератора, осуществляемую при помощи стабилизирующего трансформатора $ТС$ и служащая для успокоения возникающих в системе колебаний в переходных режимах. Стабилизирующее действие гибкой обратной связи состоит в том, что при отклонении производной скорости двигателя по времени от заданного закона изменения эта обратная связь стремится компенсировать причину, вызвавшую данное отклонение. Действие жесткой обратной связи сказывается следующим образом. При увеличении момента на валу двигателя уменьшается его скорость и, следовательно, ЭДС тахогенератора, при этом разность между задающим напряжением U_z и ЭДС тахогенератора e_{BR} увеличивается. Это приводит к увеличению степени подмагничивания магнитного усилителя МУ и индуктивности его рабочих обмоток. Напряжение на выходе магнитного усилителя возрастает, а скорость двигателя с некоторой степенью точности становится равной заданному значению.

Считается, что в некоторых пределах коэффициент усиления, постоянная времени и сопротивление рабочей цепи магнитного усилителя остаются постоянными, а систему автоматического управления можно рассматривать как линейную. На структурной схеме (рисунок 4.2, б) магнитный усилитель представляет инерционное звено с передаточной функцией

$$W_{\text{му}}(p) = \frac{K_{\text{му}}}{T1 \cdot p + 1}, \quad (4.53)$$

где $K_{\text{му}}$ - коэффициент усиления магнитного усилителя по напряжению относительно обмотки $L1$;

$T1$ - электромагнитная постоянная времени магнитного усилителя, равная сумме постоянных времени всех действующих обмоток управления.

Представим магнитный усилитель МУ и промежуточный усилитель А в виде одного динамического звена с передаточной функцией:

$$W1(p) = \frac{K_A \cdot K_{\text{МУ}}}{T1 \cdot p + 1} = \frac{K}{T1 \cdot p + 1}, \quad (4.54)$$

где K_A - коэффициент усиления промежуточного усилителя А.

Передаточные функции двигателя имеют вид:

$$W_{\text{э}}(p) = \frac{1}{T_{\text{э}} \cdot p + 1}; \quad (4.55)$$

$$W_{\text{м}}(p) = \frac{1}{T_{\text{м}} \cdot p}, \quad (4.56)$$

где $T_{\text{э}} = L_{\text{э}}/R_{\text{э}}$ - электромагнитная постоянная времени;

$T_{\text{м}} = J \cdot R_{\text{э}}/C^2$ - электромеханическая постоянная времени.

$R_{\text{э}} = R_{\text{ф}} + R_{\text{д}}$,

где $R_{\text{ф}}$ - фиктивное сопротивление магнитного усилителя, определяющее наклон его внешней характеристики;

$R_{\text{д}}$ - сопротивление двигателя.

Значение $R_{\text{ф}}$ может быть определено из выражения

$$R_{\text{ф}} = \frac{E_0 - U_{\text{н}}(E_0)}{I_{\text{н}}},$$

где $U_{\text{н}}(E_0)$ - напряжение на выходе МУ при номинальном токе нагрузки $I_{\text{н}}$ и ЭДС E_0 , определяемой точкой пересечения данной внешней характеристики МУ с осью координат (при точке нагрузки $I_{\text{н}}=0$). Внешние характеристики приводятся в каталогах и представляют зависимость напряжения на выходе МУ от нагрузки при заданном значении ЭДС управления.

Передаточная функция стабилизирующего трансформатора ТС:

$$W_{\text{с}}(p) = \frac{K_{\text{ТС}} \cdot T_{\text{с}} \cdot p}{T_{\text{с}} \cdot p + 1}, \quad (4.57)$$

где T_c , K_{tc} - постоянная времени и коэффициент усиления стабилизирующего трансформатора;

$$T_c = L_c / R_c;$$

$$K_{tc} = M / L_c;$$

L_c, R_c - коэффициент самоиндукции и сопротивление первичной обмотки трансформатора;

M - коэффициент взаимной индукции между первичной и вторичной обмотками;

W_1, W_2 - число витков первичной и вторичной обмоток трансформатора.

В цепь гибкой обратной связи введено звено с передаточной функцией

$$W_2(p) = B_c; \quad (4.58)$$

для приведения коэффициента усиления K_c стабилизирующей обмотки к коэффициенту усиления жесткой обратной связи K

$$K_c = K_c / K. \quad (4.59)$$

В цепь жесткой обратной связи на структурной схеме включено звено, представляющее тахогенератор BR с передаточной функцией

$$W_{oc}(p) = K_{oc}. \quad (4.60)$$

Структурные схемы значительно упрощают задачу нахождения передаточных функций и передаточного коэффициента системы. Операторное уравнение системы, составленное на основании передаточных функций динамических звеньев структурной схемы не будет содержать членов, учитывающих начальные условия слева от нуля. Предполагается, что приложению воздействия к системе в виде скачка (ступенчатого воздействия) предшествовало установившееся движение системы. Суммируя воздействия в узлах 1, 2 и 3 (рисунок 4.24, б) запишем:

$$\left. \begin{aligned} U_1(p) &= U_3(p) - e(p) \cdot W_2(p) - e \cdot W_{oc}(p); \\ U_2(p) &= U_A(p) \cdot W_1(p) - e(p); \\ U_3(p) &= U_B(p) \cdot W_3(p) - I_c \cdot R_3. \end{aligned} \right\} \quad (4.61)$$

Выходная (регулируемая) координата системы $e(p)$ определяется по выражению

$$e(p) = U_3(p) \cdot W_m(p). \quad (4.62)$$

Совместно решив (4.61) и (4.62), получим:

$$e(p) = \{[(U_3(p) - e(p)) \cdot W_{oc} \cdot W_2(p) - e(p) \cdot W(p)]\}; \quad (4.63)$$

$$e(p) = \{[(U_3(p) - e(p)) \cdot W_d \cdot W_2(p) - e(p) \cdot W_{oc}(p)] \cdot W_1(p) - e(p) \cdot W_3 - I_c \cdot R_3\} \cdot W_m(p).$$

Операторное уравнение системы в виде выражения, связывающего изображение регулируемой величины $e(p)$ с изображениями воздействий $U_3(p)$ и $I_c(p)R_3$, получим из выражения (4.63):

$$e(p) = \frac{U_3(p) \cdot W_1(p) \cdot W_3(p) \cdot W_m(p) - I_c(p) \cdot R_3 \cdot W_m(p)}{1 + W_c(p) \cdot W_2(p) \cdot W_1(p) \cdot W_3(p) + W_3(p) \cdot W_m(p) + W_3(p) \cdot W_m(p)};$$

Подставив в полученное выражение значения соответствующих передаточных функций определим:

$$e(p) = \frac{U_3(p) \cdot K \cdot (T_{cp} + 1) + I_c(p) \cdot R_{\beta} \cdot (T_{\beta} \cdot p + 1) \cdot (T_1 \cdot p + 1) \cdot (T_c \cdot p + 1)}{(T_1 \cdot p + 1) \cdot (T_M \cdot T_{\beta} \cdot p^2 + T_M \cdot p + 1) \cdot (T_c \cdot p + 1) + (B_c \cdot K + K_{co}) \cdot K \cdot T_c \cdot p + K \cdot K_{co}} \quad (4.64)$$

Выражения передаточных функций по задающему или возмущающему воздействию получим из выражения (4.64) или из структурной схемы (рисунок 4.24, б). Пологая в уравнении (4.64) возмущающее воздействие $I_c(p)R_{\beta}$ равным нулю, получим передаточную функцию по заданному воздействию:

$$W_d(p) = \frac{e(p)}{U_3(p)} = \frac{k \cdot (T_c P + 1)}{(T_1 P + 1) \cdot (T_M T_{\beta} P^2 + T_M P + 1) \cdot (T_c P + 1) + (B_c K_{TC} + K_{oc}) K T_c P + K \cdot K_{oc}} \quad (4.65)$$

Передаточная функция по возмущающему воздействию ($U_3=0$) имеет вид:

$$W_d(p) = \frac{e(p)}{-I_c(p)R_{\beta}} = \frac{(T_c P + 1)(T_1 P + 1)(T_{\beta} + 1)}{(T_1 P + 1)(T_M T_{\beta} P^2 + T_M P + 1)(T_c P + 1) + (B_c K_{TC} + K_{oc}) K T_c P + K \cdot K_{oc}} \quad (4.66)$$

Структурная схема системы управления по задающему воздействию получается из структурной схемы изображенной на рисунке 4.24,б при $I_c R_{\beta}=0$ Структурная схема по возмущающему воздействию ($U_3=0$) получается также из структурной схемы (рисунок 4.24,б).

4.10 Типовые СУЭП с подчиненным регулированием координат

Широкое применение на практике унифицированных блочных систем управления электроприводом с последовательной коррекцией позволяет достичь оптимальных показателей качества переходных процессов, широкой унификации схем и конструкций элементов, удобства и простоты наладки регуляторов, легкость решения задач ограничения регулируемых величин, сокращение времени пуска автоматизируемых объектов.

Система подчиненного регулирования строится в соответствии с обобщенной структурной схемой, приведенной на рисунке 4.25. Она образуется из нескольких контуров регулирования, число которых равно числу регулируемых параметров. В каждом контуре имеется выходное звено, или собственно объект регулирования $W_1(p), W_2(p), \dots, W_n(p)$ и регулятор $W_{p1}(p), W_{p2}(p), \dots, W_{pn}(p)$.

Контур регулятора соединяются последовательно, образуя взаимосвязанную многоконтурную систему. На входе каждого регулятора сравниваются два воздействия: задающие X_{ij} , регулируемой величины, и сигнал обратной связи $X_{oc.i}$ пропорциональный действительному значению этой величины.

Отдельные контура соединяются таким образом, что выходное напряжение регулятора i -го контура регулирования служит задающим напряжением для $(i-1)$ контура, являющегося внутренним по отношению к i -ому контуру.

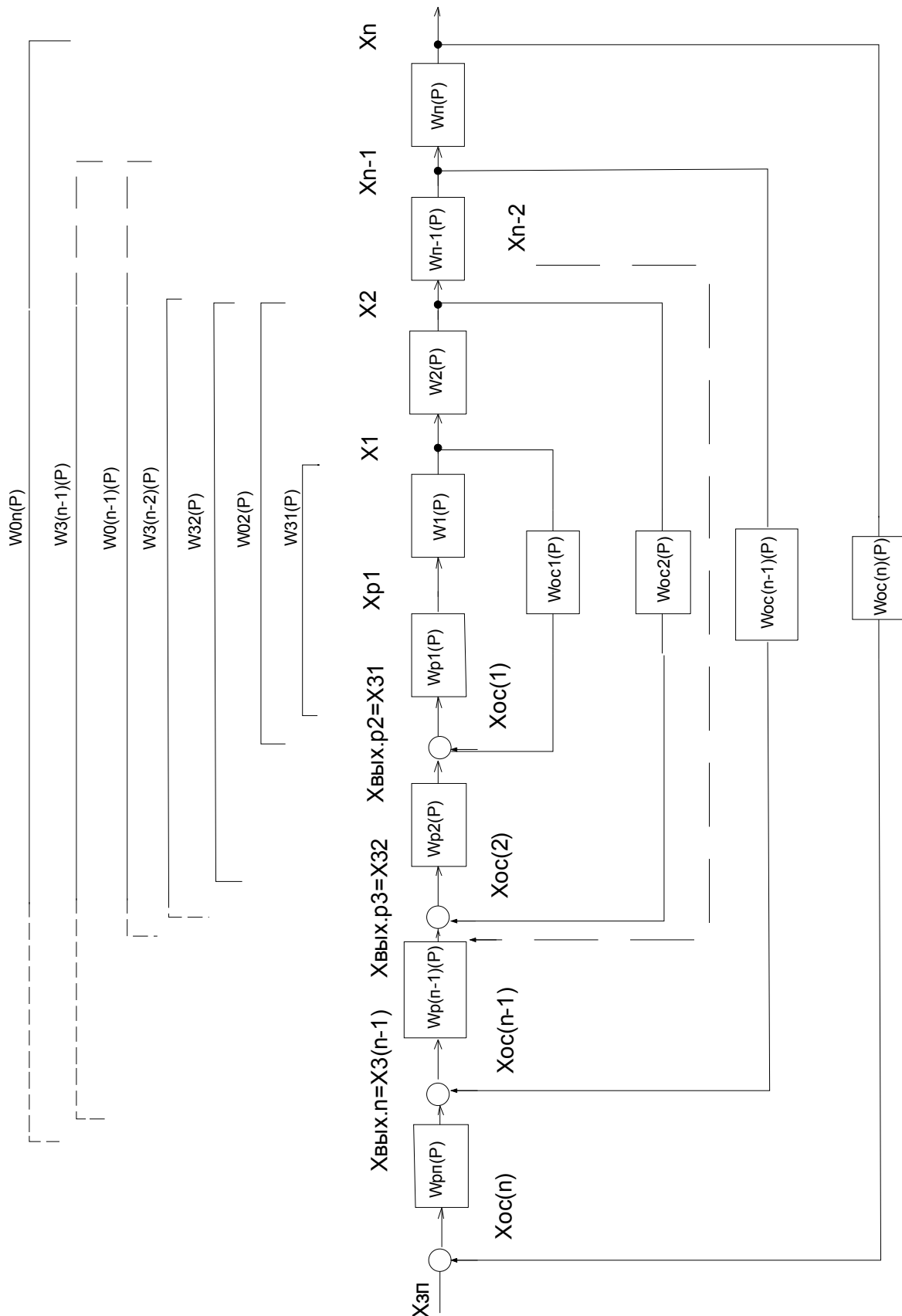


Рисунок 4.25 - Обобщенная структурная схема системы подчиненного регулирования

Входной сигнал регулирования первого самого внутреннего контура $X_{р1}$ служит для выработки регулирующего воздействия на объект регулирования этого контура $W_1(P)$.

При таком соединении внутренние контуры оказываются подчиненными внешним контурам регулирования. При этом объект регулирования $W_{oi}(P)$ какого либо i -го контура оказывается состоящим из выходного звена данного контура $W_1(P)$, т. е. собственно объекта, и замкнутого ($i-1$)-го контура регулирования, внутреннего по отношению к данному контуру.

Учитывая обозначения на рисунке 4.25 передаточная функция объекта регулирования, (например второго контура) $W_{o2}(P)$ имеет вид:

$$W_{o2} = W_2(P) \cdot W_{z1}(P) = W_2(P) \cdot \frac{W_{p1}(P) \cdot W_1(P)}{1 + W_{p1}(P) \cdot W_1(P) \cdot W_{oc1}(P)},$$

где $W_2(P)$ - передаточная функция собственного объекта;

$W_{o1}(P) = W_1(P)$ - передаточная функция объекта первого контура;

$W_{p1}(P)$ - передаточная функция регулятора первого контура;

$W_{z1}(P)$ - передаточная функция замкнутого первого контура;

$W_{oc}(P)$ - передаточная функция цепи обратной связи.

(В целях более компактной записи уравнений в дальнейшем в ряде случаев будем принимать $W_{oc}(P)=1$; $X_{вых.i}=X_{ос.i}$).

Для самого внутреннего контура, первого, передаточная функция объекта регулирования $W_{o1}(P)$ совпадает с передаточной функцией $W_1(P)$ собственно объекта.

В общем случае для передаточной функции объекта i -го контура

$$W_{oi}(P) = W_i(P) \cdot W_{z(i-1)}(P),$$

где $W_{z(i-1)}$ – передаточная функция замкнутого ($i-1$) контура.

Главным в системе является параметр самого внешнего контура регулирования, т.к. он определяет основную цель автоматического регулирования. Остальные параметры вспомогательные и подчинены главному. Кроме того, вспомогательные параметры также находятся в подчинении один с другим.

Расчет параметров и настройка систем подчиненного регулирования производится путем последовательной оптимизации отдельных контуров, начиная с самого внутреннего ($i=1$) до самого внешнего ($i=n$).

Под оптимизацией контура понимают выбор типа регулятора и настройку параметров последнего т.о., что бы наилучшим образом удовлетворялись технические требования с учетом ограничений в электрической и механической частях привода (перегрузочная способность двигателей, их нагрев, допустимая по условиям коммутации на коллекторе скорость нарастания тока, величины ускорений и ударов допустимых конструкцией механизмов и т.п.).

Способ подчиненного регулирования позволяет легко осуществить ограничения любого параметра, а также относительно просто рассчитать и настроить систему так, чтобы она удовлетворяла поставленным требованиям.

Для ограничения какого-либо параметра x_i достаточно ограничить выходную величину регулятора ($i+1$)-го контура, что на практике не представляет затруднений. До тех пор, пока ($i+1$)-й регулятор находится в состоянии насыщения, напряжение на его выходе остается постоянным. Цепь регулирования для ($i+1$)-го и всех внешних по отношению к нему контуров благодаря этому размыкается и регулируется только величина x_i , заданное значение которой

$$X_{зз} = X_{вы.рег}.$$

при этом остается постоянным. Когда при увеличении параметра $X_{(i+1)}$ выходное напряжение ($i+1$)-го регулятора окажется меньше предельного значения, последний выйдет из режима насыщения и начнет регулировать $X_{(i+1)}$ параметр, работая на линейной части своей характеристики. Если ни один из регуляторов не работает в зоне насыщения, осуществляется регулирование всех параметров системы. Таким образом, структура

подчиненного регулирования, в принципе, обеспечивает возможность настройки каждого внутреннего контура независимо от настройки его внешних контуров. Благодаря этому в такой структуре возможно введение в контур регулирования параметров дополнительных формирующих и корректирующих устройств, необходимых для получения требуемого качества регулирования этой величины, так что эти устройства не оказывают влияния на качество работы всех контуров регулирования, внутренних по отношению к данному.

Выбор регуляторов в системе подчиненного регулирования производится, как правило, исходя из требований достижения минимального времени отработки управляющих воздействий при заданном качестве переходного процесса во всех контурах регулирования.

Оптimum по модулю (технический)

Для достижения предельного быстродействия в идеальном случае требуется, чтобы каждый разомкнутый контур был безинерционным, и его передаточная функция совпадала с коэффициентом передачи.

Передаточная функция объекта какого-либо контура регулирования $W_{oi}(P)$ может быть представлена в виде:

$$W_{oi}(P) = W_{oki}(P) \cdot \frac{1}{\Pi(T_{\mu i} + 1)}, \quad (4.67)$$

где $W_{oki}(P)$ - передаточная функция части объекта, содержащая значительные инерционности, действие которых компенсируется действием регулятора.

$T_{\mu i}$ - "малые постоянные времени", действие которых не компенсируется. К "малым" относятся постоянные времени, сопрягающие частоты которых $\omega_{ci} (\omega_{ci} = \frac{1}{T_{\mu i}})$ значительно превосходят частоту среза системы ω_{ci} :

$$\omega_{ci} = \frac{1}{T_{\mu i}} \gg \omega_{ci}. \quad (4.68)$$

"Малыми" постоянными времени являются: постоянные времени фильтров тахогенераторов, датчиков тока, быстродействующих СИФУ, электронных усилителей и т.п.

Если условие (4.68) удовлетворяется, то для практических расчетов действие нескольких последовательно соединенных апериодических звеньев с малыми постоянными времени $T_{\mu i}$ может быть заменено действием одного апериодического звена с постоянной времени $T_{\mu \Sigma}$ равной сумме постоянных времени отдельных звеньев:

$$\frac{1}{\Pi(T_{\mu i} P + 1)} \cong \frac{1}{T_{\mu \Sigma} P + 1}, \quad (4.69)$$

где $T_{\mu \Sigma} = T_{\mu 1} + T_{\mu 2} + \dots + T_{\mu n} = \sum T_{\mu i}$, а передаточная функция (4.67) имеет вид:

$$W_{oi}(P) \cong W_{oki}(P) \cdot \frac{1}{(T_{\mu \Sigma} + 1)}. \quad (4.70)$$

При применении последовательной коррекции исходят из того, что компенсаций подлежат лишь большие и средние инерционности объекта. В контур регулирования желательно вводить интегрирующий элемент (он не реагирует на помехи), который обеспечивает астатическое регулирование (статическая ошибка равна нулю). В соответствии с этим выбирают регулятор с передаточной функцией $W_{рег}(p)$:

$$W_{PEГ}(p) = \frac{1}{Wok(P)} \frac{1}{Tрег \cdot P}. \quad (4.71)$$

Передаточные функции системы регулирования в разомкнутом $Wp(P)$ и замкнутом $Wз(P)$ состояниях выражаются уравнениями:

$$Wp(P) = Wрег(P)Wo(P) = \frac{1}{Wok(P)} \frac{1}{Tрег \cdot P} Wok(P) \frac{1}{Tрегp(T_{\mu\Sigma}P + 1)}. \quad (4.72)$$

В замкнутом состоянии:

$$\begin{aligned} Wз(P) &= \frac{x(P)}{xz(p)} = \frac{Wp(P)}{1 + Wp(P)} = \frac{1}{Tрег \cdot T_{\mu\Sigma} \cdot P^2 + Tрегp + 1} = \\ &= \frac{1}{To^2 P^2 + 2To\xi P + 1}, \end{aligned} \quad (4.73)$$

где $To = \sqrt{Tрег \cdot T_{\mu\Sigma}}$; (4.74)

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Tрег}{T_{\mu\Sigma}}} - \text{коэффициент затухания (демпфирования)}. \quad (4.75)$$

Из (4.73) видно, что система второго порядка устойчива. Переходные процессы в системе при обработке задающего воздействия не зависят ни от коэффициента усиления, ни от больших инерционностей объекта, которые скомпенсированы, а зависят только от некомпенсированных малых постоянных времени объекта регулирования $T_{\mu\Sigma}$ от постоянной времени интегрирования регулятора $Tрег$.

Эта настройка с компенсацией больших постоянных времени. Продолжительность и характер переходных процессов определяются величиной и соотношением постоянных времени регулятора $Tрег$ и некомпенсированных малых постоянных времени объекта $T_{\mu\Sigma}$.

В установившемся режиме ($P=0$) $Xуст = Xз$.

Продолжительность и характер переходного процесса при изменении задающего воздействия при заданной величине некомпенсированных малых постоянных времени объекта $T_{\mu\Sigma}$ определяется величиной постоянной времени интегрирования регулятора $Tрег$ т.к. от их отношения

$$\alpha = \frac{Tрег}{T_{\mu\Sigma}} \quad (4.76)$$

зависят коэффициент затухания ξ и собственная частота незатухающих колебаний $\omega\omega$:

$$\omega\omega = \frac{1}{To} = \frac{1}{T_{\mu\Sigma} \sqrt{\alpha}}. \quad (4.77)$$

При нулевых начальных условиях и скачкообразном изменении задающего воздействия получим (на основании 4.73) выражение переходной функции:

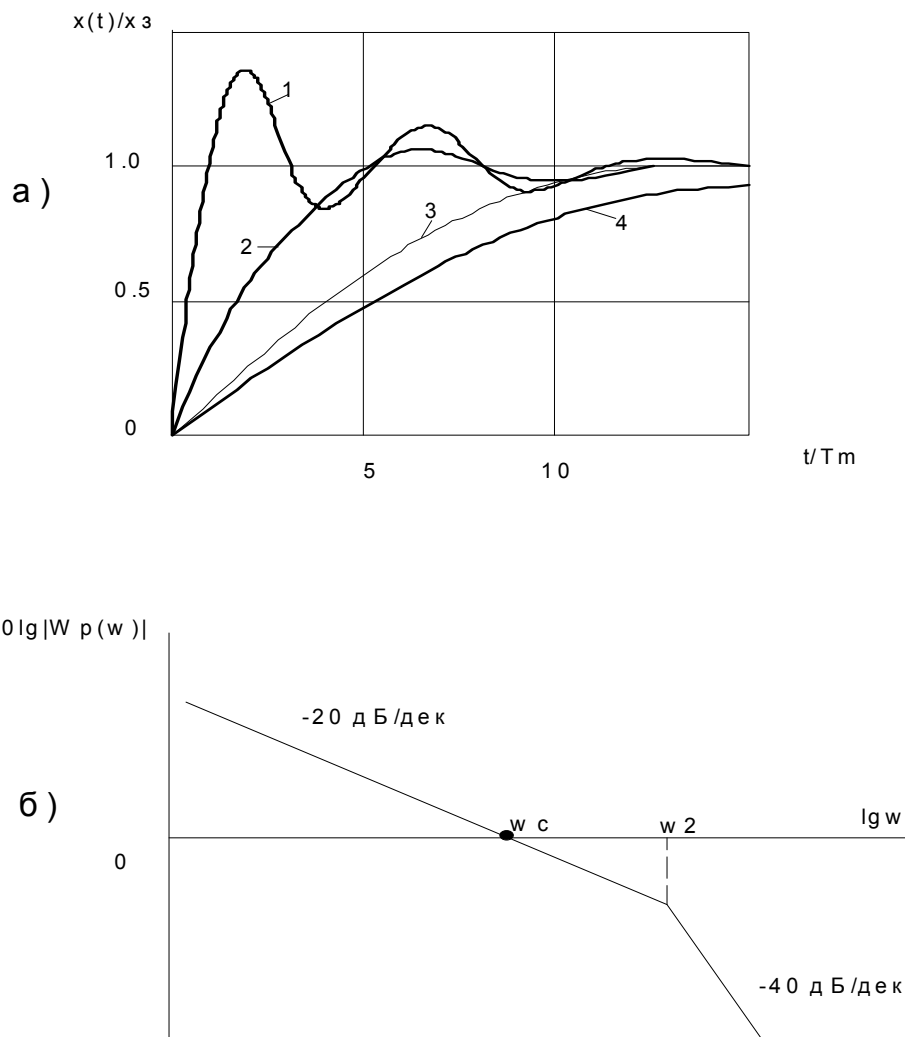
$$x(t) = xз \left[1 - \frac{1}{\sin \varphi} \cdot e^{\xi \omega\omega t} \cdot \sin \{ \sqrt{1 - \xi^2} \cdot \omega\omega t + \varphi \} \right], \quad (4.78)$$

где $\varphi = \arcsin \sqrt{1 - \xi^2}$.

При малой $T_{рег}$, $a \ll 1$, и $\xi \ll 1$, ω велико. Процесс сопровождается большим перерегулированием и длительными колебаниями (кривая 1 на рис. 4.26). При большей $T_{рег}$:

$$\alpha = \frac{T_{рег}}{T_{\mu\Sigma}} = 2;$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_{рег}}{T_{\mu\Sigma}}} = \frac{1}{2} \sqrt{2} = 0.707. \quad (4.79)$$



а) графики переходных процессов;
б) логарифмическая характеристика

Рисунок 4.26 – Графики переходных процессов и ЛАХ

На рисунке 4.26:

1- $\xi=0,25$ ($a=0,25$) 2- $\xi=0,707$ ($a=2$) 3- $\xi=1$ ($a=4$) 4- $\xi=1.2$ ($a>4$)

$$\omega_c = \frac{1}{2T_{\mu\Sigma}}; \omega_2 = \frac{1}{T_{\mu\Sigma}}$$

Характер переходного процесса показан на рисунке 4.26. Выходная величина в первый раз достигает заданного значения x_3 , через время $T_{p2} = 4.7 \cdot T_{\mu\Sigma}$, а перерегулирование окажется равным:

$$\sigma = e^{-\pi} = 0.0433,$$

или всего 4.33%. Максимального значения регулирования величина σ достигает через время $T_{\max} = 2 \cdot \pi T_{\mu\Sigma}$ (кривая 2, рис. 4.26, а).

Для большинства практических применений процесс регулирования считается законченным, если регулируемая величина отклоняется от заданного значения не более, чем на 5%.

При настройке регулятора по условию $\alpha = 2 \cdot (\xi = \frac{1}{\sqrt{2}})$ регулируемая величина достигает значения $0.95 x_3$ через время $tr_1 = 4.1 T_{\mu\Sigma}$, и в дальнейшем отклонение ее от заданного значения никогда не превысит 5%.

Если взять регулятор с еще меньшим быстродействием ($a=4$; $\xi=1$), то переходной процесс приобретает монотонный апериодический характер без перерегулирований (кривая 3 рисунок 4.26, а). Снижение скорости регулирования при апериодическом характере переходных процессов в большинстве случаев нежелательно. В связи с этим наиболее часто применяют настройку регулятора из условия $\alpha = 2 \cdot (\xi = \frac{1}{\sqrt{2}})$ и называют ее настройкой на оптимум по модулю ОМ (технический). Эта настройка является известным компромиссом между быстродействием и величиной перерегулирования. Она не является оптимальной по быстродействию и по перерегулированию; однако в большинстве случаев она удовлетворяет и тому и другому.

Можно показать, что его условие отвечает требованию максимального приближения модуля частотной характеристики $W(j\omega)$ к единице в возможно более широкой полосе частот, чем и объясняется термин оптимум по "модулю". Асимптотическая ЛАЧХ разомкнутой системы с передаточной функцией (4.72) приведена на рисунке 4.26, б.

Соответствующий запас по фазе:

$$\Delta\varphi = \pi - [\frac{\pi}{2} + \arctg \omega c \cdot T_{\mu\Sigma}] = \pi - [\frac{\pi}{2} + \arctg 0.5] \cong 63.5^\circ$$

Из теории автоматического управления известно, что динамические свойства подобных систем для многих практических случаев благоприятны.

Такое выполнение регуляторов обеспечивает за счет форсировки процесса компенсацию больших инерционностей объекта и при настройке на ОМ ($a=2$) превращает систему в колебательное звено с малым колебанием и достаточно высоким быстродействием.

Общие правила выбора регулятора и оптимальной настройки контура методом компенсации основных инерционностей объекта регулирования (согласно 4.71):

1. Каждому звену с большой постоянной времени в объекте регулирования должно соответствовать звено с обратной передаточной функцией и с такой же постоянной времени в составе регулятора.

2. Постоянная интегрирования регулятора $T_{рег}$ выбирается из условия:

$$T_{рег} = 2 T_{\mu\Sigma}$$

Поведение замкнутого оптимизированного контура при задающем воздействии определяется лишь суммой малых постоянных времени $T_{\mu\Sigma}$. После оптимизации первого внутреннего контура регулирования производится оптимизация второго контура.

Таким образом, при настройке контуров регулирования на ОМ передаточная функция внутреннего замкнутого контура при рассмотрении работы внешнего контура может быть

приближенно представлена в виде эквивалентного апериодического звена с малой постоянной времени $T_{\mu\Sigma} = a \cdot T_{\mu\Sigma}$

$$W_i(P) = \frac{1}{T_{pei} \cdot T_{\mu\Sigma} \cdot P^2 + T_{pei}P + 1} \cong \frac{1}{T_{pei}P + 1} = \frac{1}{\alpha_i T_{\mu\Sigma} P + 1}. \quad (4.80)$$

При подобном допущении объект регулирования второго контура представляется состоящим из собственного объекта второго контура и апериодического звена с "малой" постоянной времени $T_{\mu\Sigma 2} = T_{pe2} = \alpha_1 \cdot T_{\mu\Sigma 1}$

$$W_{02}(P) = W_2(P) \frac{1}{T_{\mu\Sigma 2} P + 1} = W_2(P) \frac{1}{\alpha_1 T_{\mu\Sigma 1} P + 1}. \quad (4.81)$$

При этом роль звена с малой некомпенсируемой постоянной времени выполняет оптимизированный внутренний контур.

При настройке регуляторов по условию оптимума по модулю ($a=2$ или $T_{pe2} = 2T_{\mu\Sigma 2}$) передаточная функция разомкнутого внешнего (второго) контура имеет вид:

$$W_{p2}(P) \cong \frac{1}{T_{pe2}(T_{\mu\Sigma 2} \cdot P + 1)} = \frac{1}{\alpha \cdot T_{\mu\Sigma 2} \cdot P(T_{\mu\Sigma 2} \cdot P + 1)} = \frac{1}{4T_{\mu\Sigma} (2T_{\mu\Sigma 1} \cdot P + 1)} \quad (4.82)$$

соответствует выражению для внутреннего контура с тем различием, что процесс протекает вдвое дольше.

Симметричный оптимум

В определенных ситуациях система управления должна удовлетворять отличным от условий ОМ требованиям уменьшения динамических ошибок, астатизма по отношению не только к задающему, но и возмущающему воздействиям и повышенного быстродействия при больших значениях допустимого пере регулирования. Эти свойства могут быть обеспечены за счет больших коэффициентов усиления в низкочастотной области ЛАЧХ разомкнутого контура, чем при ОМ в этой области, участком с наклоном - 40 дБ/дек. Переход к этому участку, симметричный по сопрягающей частоте $1/4 T_{\mu\Sigma}$ перехода к высокочастотной асимптоте - 40 дБ/дек относительно частоты среза $\omega_c = 1/2 T_{\mu\Sigma}$ (рисунок 4.27) приводит к ЛАЧХ отвечающей, так называемому условию "симметричного оптимума" (СО) для переходного процесса в замкнутом контуре. Таким образом, ЛАЧХ, соответствующие ОМ и СО отличаются только наклоном при $\omega < 1/4 T_{\mu\Sigma}$, равным - 20 дБ/дек при ОМ и - 40 дБ/дек при СО.

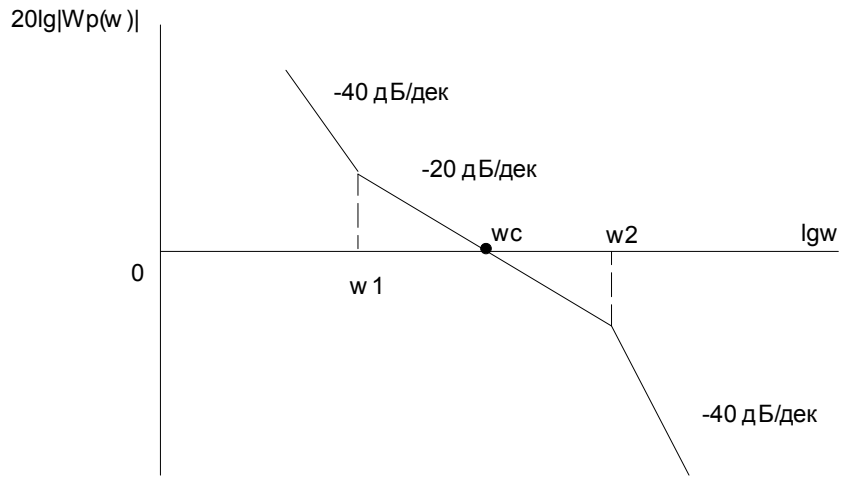


Рисунок 4.27

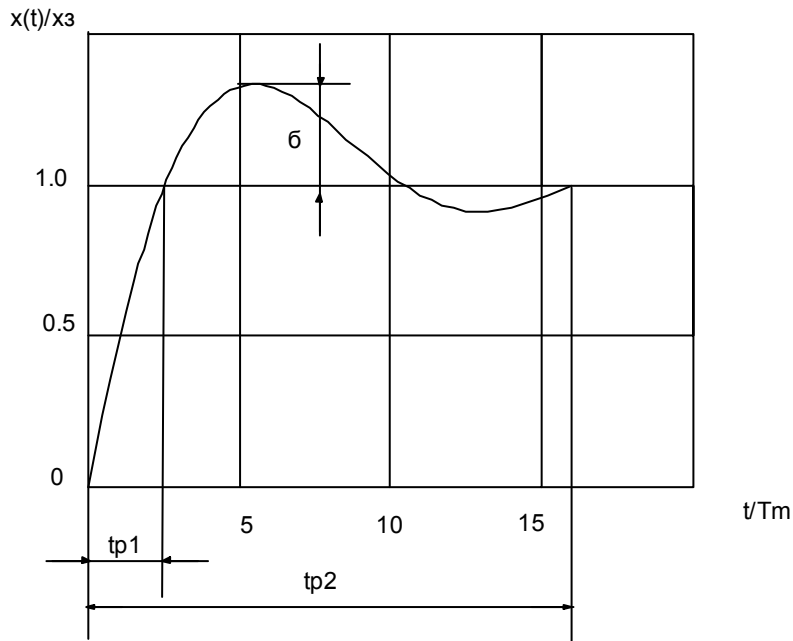


Рисунок 4.28

$$\omega_c = \frac{1}{2T_\mu}; \omega_2 = \frac{1}{T_\mu}; \omega_1 = \frac{1}{4T_\mu}; \sigma = 43.5\%; tp_1 = 16.5T_\mu; tp_2 = 3.1T_\mu$$

Соответствующий запас по фазе составляет для С0 примерно 40° что приводит к большим пере регулировкам при переходных процессах. Непосредственно по виду ЛАЧХ (рисунок 4.27.) легко установить, что желаемая передаточная функция разомкнутого контура, отвечающая условиям С0, принимает следующий вид:

$$W_p(P) = \frac{1 + 4 \cdot T_{\mu\Sigma} P}{4 \cdot T_{\mu\Sigma} P} \cdot \frac{1}{2 \cdot T_{\mu\Sigma} P (T_{\mu\Sigma} P + 1)} \quad (4.83)$$

Эта передаточная функция отличается от аналогичной при настройке на ОМ только первым множителем, увеличивающим порядок астатизма системы. Для замкнутого контура имеет отсюда передаточную функцию

$$W_3(P) = \frac{1 + 4T_{\mu\Sigma}P}{4T_{\mu\Sigma}P \cdot 2T_{\mu\Sigma}P(T_{\mu\Sigma}P + 1) + 4T_{\mu\Sigma} + 1} =$$

$$= \frac{1 + 4T_{\mu\Sigma}P}{8T_{\mu\Sigma}^3P^3 + 8T_{\mu\Sigma}^2P^2 + 4T_{\mu\Sigma} + 1} \quad (4.84)$$

и переходную характеристику

$$x(t) = 1 + e^{-\frac{t}{2T_{\mu\Sigma}}} - 2e^{-\frac{t}{4T_{\mu\Sigma}}} \cos \frac{\sqrt{3}t}{4T_{\mu\Sigma}}. \quad (4.85)$$

Анализ переходного процесса, описываемого выражением (4.83) показывает, что пере регулирование при СО составляет $\sigma \cong 43.5\%$ время первого перехода через установившееся значение равно $tp1 = 3.1 \cdot T_{\mu\Sigma}$ и время выхода в зону отклонений от этого значения не превышающее 2%, составляет $tp1 = 16.5 \cdot T_{\mu\Sigma}$ (рисунок 4.28). При настройке на ОМ - $\sigma = 4.3\%$, $tp1 = 4.7 \cdot T_{\mu\Sigma}$, $tp2 = 8.4 \cdot T_{\mu\Sigma}$.

Значительное перерегулирование обусловлено здесь форсирующим звеном в числителе выражения (4.84), а не корнями характеристического полинома. Если оно не желательно, то его можно снизить, включая апериодический фильтр на входе системы и не изменяя при этом свойств контура относительно, например, возмущающего воздействия. При настройке на СО регулятор всегда содержит интегрирующее звено и система является астатической, отрабатывающей без ошибки как управляющие, так и возмущающие воздействия.

Настройки на ОМ и СО не являются ни оптимальными, ни универсальными для всех случаев. В зависимости от структуры объекта регулирования, соотношения постоянных времени отдельных элементов, требований технологического процесса и других факторов могут применяться различные типы регуляторов и другие настройки.

Наилучший вариант настройки контура определяется соотношением постоянных времени Трег и $T_{\mu\Sigma}$. Анализируя динамику контура при возмущающем воздействии при указанных настройках (ОМ; СО) следует, что при

$T_0 = (2.5 - 3) \cdot 4T_{\mu\Sigma}$ переходной процесс при настройке на СО будет лучше. Если

$T_0 > (2.5-3) \cdot 4T_{\mu\Sigma}$ настройку следует вести на СО, т.к. идет более быстрая отработка возмущающих воздействий. Настойка на ОМ обеспечивает более стабильную динамику электропривода в условиях влияния помех, пульсаций переменных величин и довольно широкого изменения параметров системы регулирования.

Рассмотренные критерии базируются, в основном, на удобстве технической реализации настройки.

Контур регулирования тока

Рассмотрим наиболее распространенную схему управления вентиляльным электроприводом постоянного тока с обратной связью по скорости с двухконтурной системой подчиненного регулирования тока и скорости приведенную на рисунке 4.29. В данной схеме двигатель постоянного тока М питается от тиристорного преобразователя U с системой импульсно-фазового управления СИФУ. Управляющее напряжение U_u поступает на СИФУ с выхода регулятора тока $PT(U_u = U_{рт})$. На входе регулятора тока происходит сравнение задающего напряжения U_{zt} и напряжения обратной связи по току $U_{ост}$,

получаемого с датчика тока ДТ. Задающим напряжением для регулятора тока РТ служит выходное напряжение регулятора скорости РС ($U_{зт} = U_{рс}$), т.е. контур регулирования тока подчинен контуру регулирования скорости. Задающее напряжение на вход регулятора скорости поступает либо непосредственно с командного органа или через сглаживающее устройство, например, с задатчика интенсивности ЗИ. Напряжение обратной связи по скорости $U_{осс}$ - поступает либо от тахогенератора ВР либо от датчика ЭДС (например, с тахометрического моста).

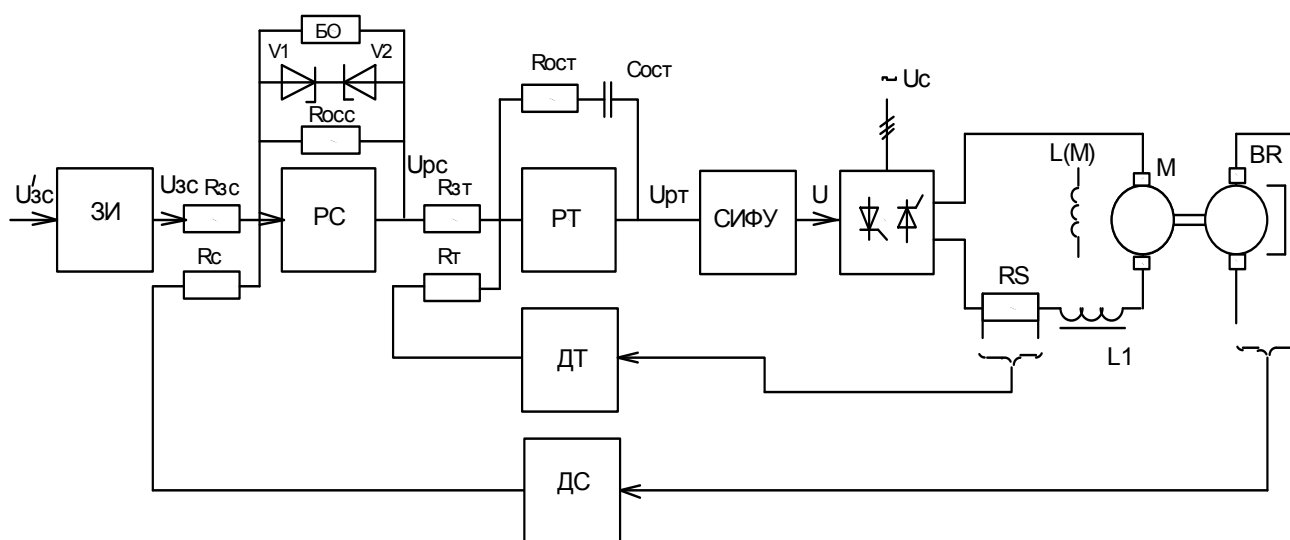


Рисунок 4.29 – Функциональная схема двухконтурной системы подчиненного регулирования

Для ограничения максимальной величины тока задающее напряжение регулятора тока $U_{зт}$ ограничивается путем шунтирования регулятора скорости либо стабилитронами $V1, V2$, либо специальным источником опорного напряжения БО (рисунок 4.29). Если напряжение на выходе регулятора скорости меньше напряжения пробоя стабилитронов или опорного напряжения U_0 , то регулятор скорости нормально работает в соответствии с его настройкой. Если же его выходное напряжение становится больше напряжения пробоя стабилитронов (или опорного напряжения), то сопротивление обратной связи усилителя становится практически равным нулю, и дальнейший рост задающего $U_{зт}$ напряжения невозможен.

На основе схемы управления (рисунок 4.29) составлена структурная схема, приведенная на рисунке 4.30.

В данной схеме, как и в большинстве других систем подчиненного регулирования электроприводами, контур тока является внутренним. С него начинают расчет и настройку многоконтурной системы. Оптимизированный токовый контур является составной частью объекта регулирования в системе управления скоростью. Результаты его настройки в значительной мере определяют быстрдействие всей системы и качество регулирования.

Введение в систему управления электропривода отдельного регулятора тока позволяет решить следующие задачи:

1. Путём компенсации инерционности в силовой цепи за счёт действия регулятора тока формировать кривую тока якоря $i_{я} = f(t)$ таким образом, что бы обеспечивался, возможно, более быстрый рост тока при отсутствии перерегулирования.

2. Эффективно ограничивать (совместно с регулятором скорости) максимальные значения тока при перегрузках, т.к. контур тока является самым быстродействующим.
3. Эффективно ограничивать колебания тока и скорости при колебаниях напряжения питающей сети.
4. Обеспечивать равномерное распределение тока нагрузки при параллельной работе двух преобразователей на общую нагрузку и равномерное распределение нагрузки между двумя двигателями при жесткой связи их валов. Для этого достаточно лишь подавать задающее напряжение $U_{ЗТ}$ на входе регуляторов тока обоих преобразователей от общего задатчика (с выхода общего регулятора скорости $U_{ЗТ} = U_{РС}$).

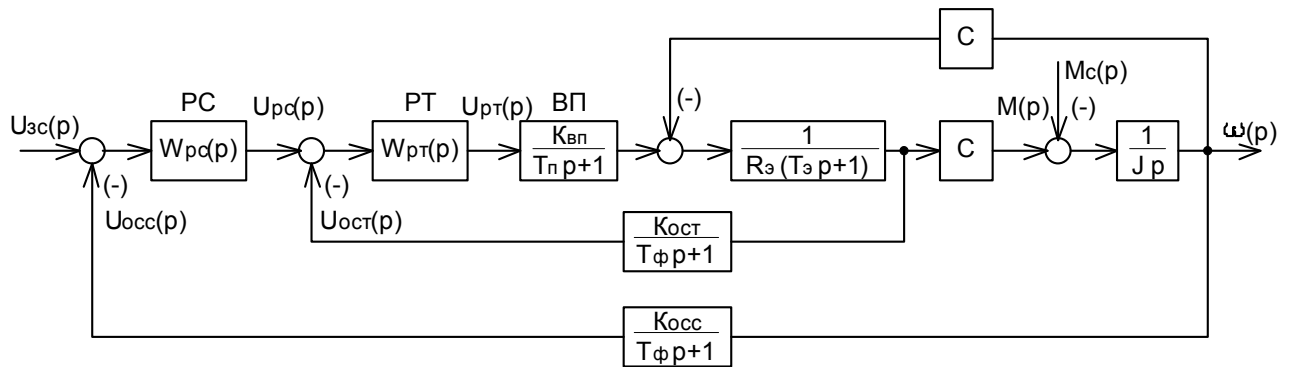


Рисунок 4.30 – Структурная схема двухконтурной системы подчиненного регулирования

Объект регулирования в контуре регулятора тока включает в себя:

1. Преобразователь,
2. Якорную цепь двигателя,
3. Датчик тока.

При неподвижном двигателе ток в цепи якоря определяется напряжением на его зажимах, сопротивлением и индуктивностью силовой цепи. Если же двигатель вращается, то ток зависит и от его ЭДС. Быстродействие контура регулирования тока значительно выше быстродействия контура регулирования скорости. Поэтому при изменении величин задания на входе регулятора тока процесс установления нового значения тока происходит настолько быстро, что ЭДС двигателя за это время не успевает существенно измениться. Данное обстоятельство позволяет во многих случаях при расчете и настройке контура регулирования тока пренебрегать изменениями ЭДС двигателя, т.е. учитывать только электромагнитную инерцию систем и пользоваться приближенным выражением для передаточной функции якорной цепи:

$$W_{эпi}(p) = \frac{\Delta i_{я}(p)}{\Delta E_d(p)} \cong \frac{1}{R_{э} \cdot (T_{э}p + 1)}. \quad (4.86)$$

Передаточная функция вентильного преобразователя $W_{ВП}(p)$ при быстродействующей СИФУ имеет вид:

$$W_{ВП}(p) = \frac{K_{ВП}}{T_{п} \cdot p + 1}, \quad (4.87)$$

а передаточная функция датчика тока:

$$W_{дт}(P) = \frac{K_{дт}}{T_{фдт} \cdot p + 1}, \quad (4.88)$$

где $K_{дт}$, $T_{фдт}$ - соответственно передаточный коэффициент датчика тока и постоянная времени фильтра на его выходе.

Таким образом, объект контура регулирования тока содержит одну большую постоянную времени $T_{\mathcal{E}}$ и две малые - $T_{\mathcal{Y}}$ и $T_{фдт}$, которые могут быть заменены одной:

$$T_{\mu T} = T_{\mathcal{Y}} + T_{фдт}. \quad (4.89)$$

При сделанных допущениях передаточная функция объекта контура тока представляется выражением:

$$W_{PT}(p) = \frac{K_{OT}}{(T_{\mathcal{E}} \cdot p + 1)(T_{\mu T} \cdot p + 1)} = W_{OTK}(p) \cdot \frac{1}{T_{\mu T} \cdot p + 1}. \quad (4.90)$$

$$\begin{cases} K_{OT} = \frac{K_{ВП} \cdot K_{OCT}}{R_{\mathcal{E}}}; \\ W_{OTK}(P) = \frac{K_{OT}}{T_{\mathcal{E}} \cdot p + 1}. \end{cases} \quad (4.92)$$

Если контур оптимизировать в соответствии с условием:

$$W_{PEГ}(p) = \frac{1}{W_{OK}(p)} \cdot \frac{1}{T_{PEГ} \cdot p}, \quad (4.93)$$

то

$$W_{PT}(p) = \frac{1}{W_{OTK}(p)} \cdot \frac{1}{a_T T_{\mu T} \cdot p} = \frac{T_{\mathcal{E}} \cdot p + 1}{K_{OT} \cdot a_T \cdot T_{\mu T}} = K_{PT} + \frac{1}{T_{ИТ} \cdot p} = \frac{T_{OC} \cdot p + 1}{T_{ИТ} \cdot p}, \quad (4.94)$$

т.е. регулятор тока должен быть пропорционально-интегрального (ПИ) типа с коэффициентом усиления пропорциональной части регулятора K_{PT}

$$K_{PT} = \frac{T_{\mathcal{E}}}{K_{OT} a_T T_{\mu T}} = \frac{T_{\mathcal{E}} R_{\mathcal{E}}}{K_{ВП} K_{OCT} a_T T_{\mu T}} \quad (4.95)$$

и постоянной времени интегрирования:

$$T_{ИТ} = K_{OT} a_T T_{\mu T} = \frac{K_{OCC} K_{ВП}}{R_{\mathcal{E}}} \cdot a_T T_{\mu T} = \frac{T_{\mathcal{E}}}{K_{PT}}; \quad (4.96)$$

$$T_{OC} = T_{\mathcal{E}} = \frac{L_{\mathcal{E}}}{R_{\mathcal{E}}}. \quad (4.97)$$

Структурная схема разомкнутой цепи регулирования тока при использовании регулятора тока имеет вид показанный на рисунке 4.31.

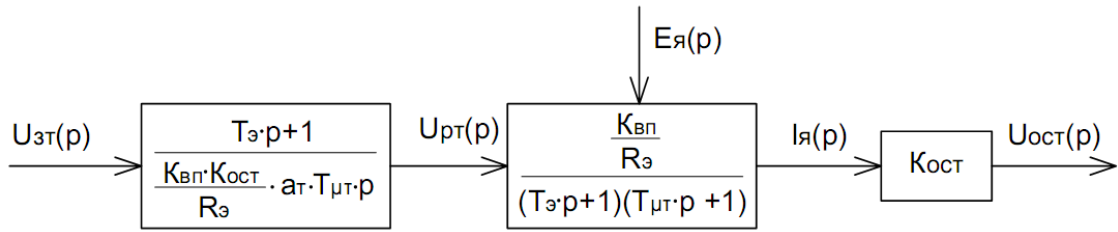


Рисунок 4.31 – Структурна схема оптимизированного контура тока

Схема ПИ-регулятора тока на операционном усилителе имеет вид (Рисунок 4.32):

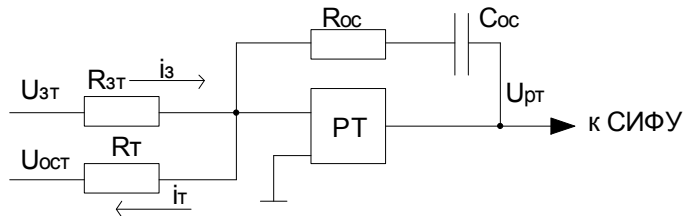


Рисунок 4.32 – Схема ПИ-регулятора тока

где

$$\begin{cases} T_э = \frac{L_э}{R_э} = T_{ос} = \frac{L_{ос}}{R_{ос}}; \\ T_{ит} = K_{от} \cdot a_T \cdot T_{пт} = \frac{K_{вп} \cdot K_{ост} \cdot a_T \cdot T_{пт}}{R_э} = R_{зт} \cdot C. \end{cases} \quad (4.98)$$

В установившемся режиме ($I = I_{уст}$) при регуляторе, имеющем интегральный элемент должно иметь место соотношение:

$$U_{зт} = U_{ост} = I_{уст} \cdot K_{ост}, \quad (4.99)$$

$$U_{зт\ MAX} = I_{уст\ MAX} \cdot K_{ост}, \quad (4.100)$$

где $U_{зт}$ - максимальное значение задающего напряжения на входе регулятора тока, соответствующее максимальному установившемуся значению тока якоря $I_{уст\ MAX}$.

В установившемся режиме ток $i_з$, протекающий через резистор $R_{зт}$ регулятора, равен по величине току $i_{т\ уст}$, протекающему через входное сопротивление $R_т$

$$|i_з| = |i_{т\ уст}|.$$

Учитывая (4.99)

откуда

$$\frac{U_{зт}}{R_{зт}} = \frac{I_{уст} \cdot K_{ост}}{R_{зт}} = \frac{U_{ост}}{R_{зт}} = \frac{K_{дт} \cdot I_{уст}}{R_т},$$

$$K_{ост} = \frac{K_{дт} \cdot R_{зт}}{R_т},$$

$$U_{3T} = \frac{K_{дг} \cdot R_{3T} \cdot I_{уст}}{R_T},$$

где $\frac{R_{3T}}{R_T}$ - коэффициент приведения напряжения обратной связи по току к цепи задающего сигнала регулятора (при $R_T = R_{3T}$, $K_{ост} = K_{дг}$).

Полученные уравнения позволяют выбрать и рассчитать все параметры регулятора тока: $K_{ост}$, R_{3T} , R_3 , $R_{ос}$, C . Одним из таких параметров следует задаться:

1. В качестве него удобнее выбрать ёмкость C , поскольку шкала выпускаемых в промышленности конденсаторов имеет большой шаг чем резисторов. Величина C выбирается в пределах 0.1-2.0 мкФ. Исходя из этого можно найти $R_{ос}$.

2. Задавая допустимым значением тока (например, $I_{MAX} = 2 \cdot I_H$) и соответствующим ему значением задающего напряжения $U_{3T MAX}$. Находится величина коэффициента обратной связи контура тока $K_{ост}$.

$$\begin{cases} U_{3T} = U_{ост} = I_{уст} \cdot K_{ост}; \\ U_{3T MAX} = I_{уст MAX} \cdot K_{ост}; \\ K_{ост} = \frac{U_3}{I_{уст}} = \frac{U_{ост}}{I_{уст}}; \\ K_{ост} = \frac{U_{3T MAX}}{I_{уст MAX}}. \end{cases}$$

3. Находим R_{3T} , задавшись величиной a_T (обычно для ОМ $a_T = 2$).

4. Находим R_T при выбранном передаточном коэффициенте датчика тока или наоборот - выбрав R_T находим $K_{дг}$

$$U_{3T} = \frac{R_{3T}}{R_T} \cdot K_{дг} \cdot I_{уст}.$$

При настройке регулятора тока в соответствии с приведенными выражениями и с учетом сделанных допущений передаточные функции для разомкнутого контура тока представляются выражениями:

$$\begin{aligned} W_{ТР}(p) &= \frac{I(p)}{U_{3T}(p)} = W_{РТ}(p) \cdot \frac{W_{ОТ}(p)}{K_{ост}} = \frac{1 + T_{\varepsilon} \cdot p}{K_{от} \cdot a_T \cdot T_{\mu T} p} \cdot \frac{K_{от}}{(T_{\varepsilon} \cdot p + 1) \cdot (T_{\mu T} \cdot p + 1) \cdot K_{ост}} = \\ &= \frac{1}{K_{ост}} \cdot \frac{R_{3T}}{R_T} \cdot \frac{1}{K_{дг}} \\ &= \frac{1}{a_T \cdot T_{\mu T} \cdot (T_{\mu T} \cdot p + 1)} = \frac{1}{a_T \cdot T_{\mu T} \cdot p \cdot (T_{\mu T} \cdot p + 1)}, \end{aligned} \quad (4.101)$$

$$W_{ТЗ}(p) = \frac{I(p)}{U_{3T}(p)} = \frac{1}{a_T \cdot T_{\mu T} \cdot (T_{\mu T} \cdot p + 1)} = \frac{\frac{R_T}{R_{3T}} \cdot \frac{1}{K_{ост}}}{a_T \cdot T_{\mu T} \cdot p \cdot (T_{\mu T} \cdot p + 1) + 1}, \quad (4.102)$$

из которых видно, что переходной процесс в контуре тока при изменении задающего воздействия не зависит от электромагнитной постоянной времени силовой цепи, а определяется лишь величиной малой постоянной времени контура тока $T_{\mu T}$ и настройкой регулятора (a_T).

ПИ - регулятор характеризуется двумя параметрами:

1. Коэффициентом пропорционального усиления $K_{\text{РЕГ}}$.
2. Постоянной времени интегрирования $T_{\text{И}}$.

Для настройки на ОМ выбирается $K_{\text{РЕГ}}$ и $T_{\text{И}}$. Однако фактически выбирается лишь $K_{\text{РЕГ}}$, т.к. согласно выражению:

$$T_{\text{ИТ}} = K_{\text{ОТ}} \cdot a_T \cdot T_{\mu T} = \frac{K_{\text{ВП}} \cdot K_{\text{ОСТ}}}{R_{\text{Э}}} \cdot a_T \cdot T_{\mu T} = \frac{T_{\text{Э}}}{K_{\text{РТ}}}, \quad (4.103)$$

постоянная интегрирования $T_{\text{ИТ}}$ при заданной $T_{\text{Э}}$ объекта однозначно выражается через $K_{\text{РЕГ}}$. Это связано с тем, что с увеличением коэффициента усиления объекта $K_{\text{ОТ}}$, необходимо уменьшить коэффициент усиления регулятора:

$$K_{\text{РТ}} = \frac{T_{\text{Э}}}{K_{\text{ОТ}} \cdot a_T \cdot T_{\mu T} \cdot p} = \frac{T_{\text{Э}} \cdot R_{\text{Э}}}{K_{\text{ВП}} \cdot K_{\text{ОСТ}} \cdot a_T \cdot T_{\mu T}}. \quad (4.104)$$

При настройке на ОМ ($a_T = 2$) следует, что быстродействие определяется величиной $T_{\mu T}$. Для практической реализации высокого быстродействия контура регулирования тока и в области высоких скоростей необходимо, чтобы вентильный преобразователь обладал достаточным запасом по напряжению. Этот запас необходим для компенсации ЭДС самоиндукции $L_{\text{Э}} \frac{di}{dt}$, возникающей в силовой цепи при быстром возрастании тока.

Контур регулирования скорости.

Контур регулирования скорости является внешним по отношению к контуру тока. Структурные схемы замкнутого и разомкнутого контура регулирования скорости приведены на рисунках 4.33, 4.34.

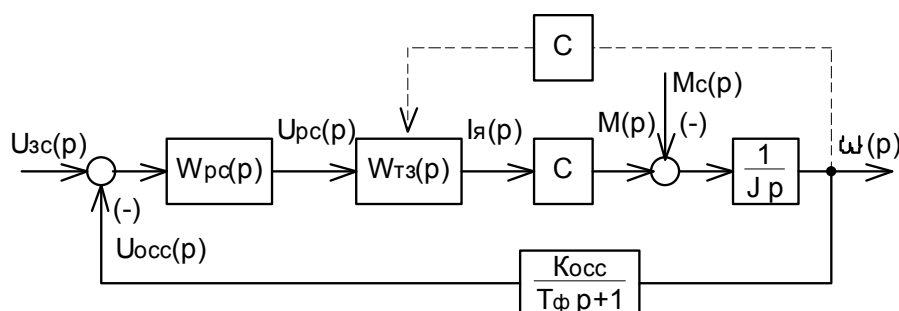


Рисунок 4.33 – Структурная схема замкнутого контура регулирования скорости

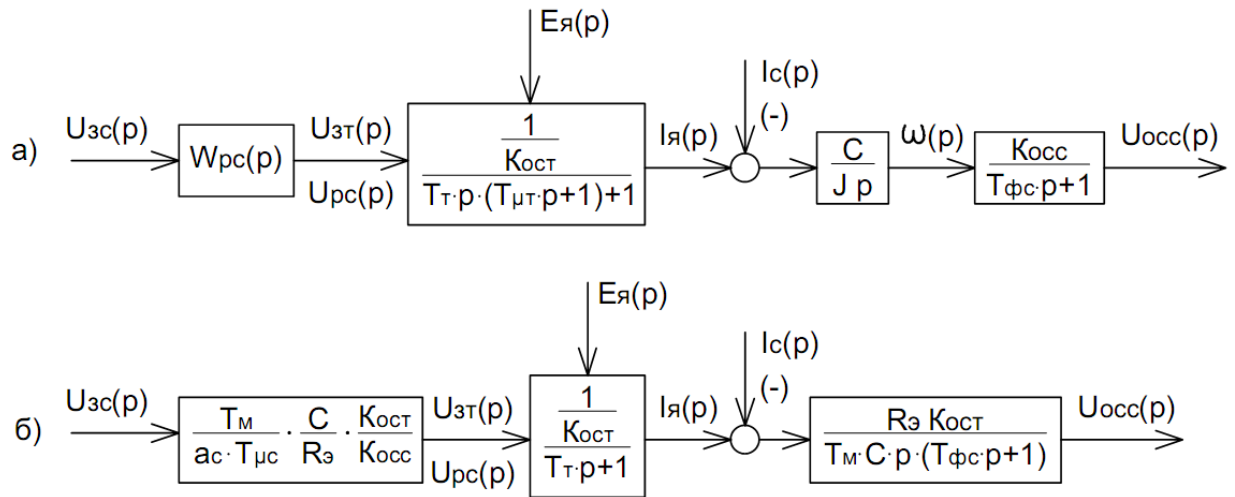


Рисунок 4.34 - Структурная схема разомкнутого контура скорости

Составными частями его является регулятор скорости РС и объект регулирования, в который входит оптимизированный токовый контур, механическая часть электропривода и датчик скорости с фильтром.

В зависимости от технологических требований, предъявляемых к электроприводу, система регулирования скорости выполняется однократно-интегрирующей или двукратно-интегрирующей. Тип регулятора скорости и способ оптимизации выбирают в зависимости от режима работы механизма и от требований в отношении жесткости механической характеристики электропривода.

Однократно-интегрирующая система.

При практических расчетах внешнего контура в выражении передаточной функции замкнутого оптимизированного внутреннего контура часто пренебрегают членами второго порядка. В связи с этим выражение для передаточной функции замкнутого контура заменяют приближенным выражением:

$$W_{ТЗ}(p) = \frac{I(p)}{U_{ЗТ}(p)} = \frac{1}{T_{Т} \cdot T_{\mu\Gamma} \cdot p^2 + T_{Т} \cdot p + 1} \cong \frac{1}{T_{Т} \cdot p + 1} = \frac{1}{a_{Т} \cdot T_{\mu\Gamma} \cdot p + 1}. \quad (4.105)$$

Таким образом, оптимизированный токовый контур для контура регулирования скорости представляет собой апериодическое звено с малой постоянной времени:

$$T'_{\mu\Gamma} = T_{Т} = a_{Т} \cdot T_{\mu\Gamma}, \quad (4.106)$$

а передаточная функция объекта регулирования контура скорости $W_{OC}(p)$ с учетом выражений

$$\begin{cases} \frac{1}{\Pi(T_{\mu i} \cdot p + 1)} \cong \frac{1}{T_{\mu \Sigma} \cdot p + 1}; \\ T_{\mu \Sigma} = T_{\mu 1} + T_{\mu 2} + \dots + T_{\mu m} = \Sigma T_{\mu i}. \end{cases}$$

представится в виде:

$$W_{OC}(p) \cong \frac{1}{T_T \cdot p + 1} \cdot \frac{C}{J \cdot p} \cdot \frac{K_{OCC}}{T_{\Phi C} \cdot p + 1} = \frac{K_{OCC} \cdot R_{\mathcal{E}}}{K_{OCT} \cdot T_{\mu} \cdot C \cdot p} \cdot \frac{1}{T_{\mu C} \cdot p + 1}, \quad (4.107)$$

где $T_{\Phi C}$ - постоянная времени фильтра датчика скорости;

$T_{\mu C} = T_T + T_{\Phi C} = a_T \cdot T_{\mu T} + T_{\Phi C}$ - суммарная малая постоянная времени контура скорости.

$$W_{OCC}(p) \cong \frac{K_{OCC}}{T_M \cdot C \cdot p} \cdot \frac{R_{\mathcal{E}}}{K_{OCC}} = \frac{K_{OC}}{T_M \cdot p} \quad (4.108)$$

- передаточная функция компенсируемой части объекта.

В соответствии со структурной схемой (Рисунок 4.33) и выражением:

$$W_{PEG}(p) = \frac{1}{W_{OK}(p)} \cdot \frac{1}{T_{PEG} \cdot p}, \quad (4.109)$$

передаточная функция должна иметь вид:

$$W_{PC}(p) = \frac{1}{W_{OCC}(p)} \cdot \frac{1}{T_C \cdot p} = \frac{T_M \cdot C \cdot K_{OCT} \cdot p}{R_{\mathcal{E}} \cdot K_{OCC} \cdot T_C \cdot p} = \frac{C \cdot K_{OCT}}{R_{\mathcal{E}} \cdot K_{OCC}} \cdot \frac{T_M}{a_C \cdot T_{\mu C}} = K_{PC}, \quad (4.110)$$

т.е. необходимо применить пропорциональный регулятор (П) скорости с коэффициентом усилением K_{PC} .

Схема П-регулятора имеет вид:

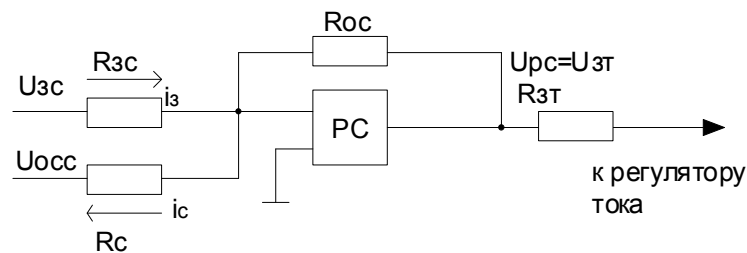


Рисунок 4.35 – Схема П-регулятора скорости

Передаточная функция его в соответствии с выражением:

$$U_{ВЫХ} = -\frac{R_{OC}}{R_{ВХ}} \cdot U_{ВХ} \quad (4.111)$$

и (4.110) должна удовлетворять условию:

$$W_{PC}(p) = \frac{R_{OC}}{R_{3C}} = K_{PC} = \frac{C \cdot K_{OCT}}{R_{\mathcal{E}} \cdot K_{OCC}} \cdot \frac{T_M}{a_C \cdot T_{\mu C}}. \quad (4.112)$$

В установившемся режиме при х.х. двигателя ток якоря равен нулю. Поэтому

$$U_{3T\ MAX} = U_{PC\ VCT} = 0. \quad (4.113)$$

Это возможно лишь в том случае, если

$$\begin{cases} K_{OCC} \cdot \omega_{VCT} = U_{3C}; \\ K_{OCC} \cdot \omega_{VCT\ MAX} = U_{3C\ MAX}. \end{cases} \quad (4.114)$$

В соответствии с рисунком 4.34 в установившемся режиме $i_3 = i_{C\ VCT}$. Учитывая (4.114) для этого необходимо:

$$\frac{U_{3C}}{R_{3C}} = \frac{K_{OCC} \cdot \omega_{VCT}}{R_{3C}} = \frac{U_{OCC\ VCT}}{R_C} = \frac{K_{ДС} \cdot \omega_{VCT}}{R_C}. \quad (4.115)$$

Откуда

$$K_{OCC} = K_{ДС} \cdot \frac{R_{3C}}{R_C}, \quad (4.116)$$

где $K_{ДС}$ - передаточный коэффициент датчика скорости;

$\frac{R_{3C}}{R_C}$ - коэффициент приведения напряжения обратной связи по скорости к цепи задающего сигнала регулятора.

Величина максимального выходного напряжения регулятора скорости $U_{П\ MAX}$ определяется условием:

$$U_{П\ MAX} = U_{3T\ MAX} = K_{OCT} \cdot I_{MAX} = K_{ДТ} \cdot I_{MAX} \cdot \frac{R_{3T}}{R_T}. \quad (4.117)$$

Приведение соотношения (4.110 - 4.117) позволяют определить все параметры регулятора скорости.

Передаточные функции разомкнутой и замкнутой систем регулирования скорости по задающему воздействию имеют вид:

$$W_{CP}(p) = \frac{U_{OC}(p)}{U_{3C}(p)} = \frac{1}{a_C \cdot T_{\mu C} \cdot p \cdot (T_{\mu C} \cdot p + 1)}, \quad (4.118)$$

$$W_{3C}(p) = \frac{\omega(p)}{U_{3C}(p)} = \frac{1/K_{JCC}}{a_C \cdot T_{\mu C} \cdot p \cdot (T_{\mu C} \cdot p + 1) + 1}, \quad (4.119)$$

такой же, как у контура регулирования тока. Однако малая постоянная времени $T_{\mu C}$, определяющая быстрдействие системы, для контура скорости больше. При настройке

контуров на ОМ и небольшой величиной постоянной времени фильтра датчика скорости $T_{\phi C} \ll T_{\mu T}$.

$$T_{\mu C} = T_T + T_{\phi C} \cong 2 \cdot T_{\mu T}.$$

Соответственно и скорость двигателя при скачкообразном изменении задания будет изменяться также, как ток двигателя при скачкообразном задании тока. Отличие состоит лишь в том, что процесс изменения скорости будет протекать в два раза медленнее:

$$\frac{T_{\mu C}}{T_{\mu T}} \cong 2.$$

Работа системы при приложении момента нагрузки.

В соответствии с рисунком 4.33 изменение скорости при приложении момента нагрузки определяется уравнением:

$$\Delta\omega_C(p) = \frac{W_{BM}(p) \cdot M_C(p)}{1 + W_{CP}(p)} = \frac{\frac{1}{J \cdot p} \cdot M_C(p)}{\frac{1}{a_C \cdot T_{\mu C} p \cdot (T_{\mu C} \cdot p + 1)} + 1} = \frac{a_C \cdot T_{\mu C}}{T_M} \cdot \frac{(T_{\mu C} \cdot p + 1) \cdot M_C(p) \cdot R_B}{[a_C \cdot T_{\mu C} \cdot p(T_{\mu C} + 1) + 1] \cdot C^2}. \quad (4.120)$$

В установившемся режиме ($p=0$) с увеличением нагрузки скорость вращения двигателя уменьшается, т.е. система с пропорциональным регулятором скорости будучи астатической по заданию, оказывается статической по нагрузке.

Снижение скорости при увеличении нагрузки предопределяется типом применяемого регулятора скорости. В установившемся режиме момент нагрузки должен уравниваться моментом двигателя. Для того, чтобы двигатель развивал такой момент, через его якорь должен протекать ток: $I_C(p) = M_C(p)/C$. В рассматриваемой системе это возможно в том случае, если заданное напряжение на входе регулятора тока имеет вполне определенное значение:

$$U_{зтс} = K_{ост} \cdot I_C.$$

Это же напряжение является выходным напряжением регулятора скорости. Так как РС является пропорциональным, то напряжение на его выходе только тогда не равно нулю, когда задающий сигнал обратной связи не уравновешены, т.е. когда имеется рассогласование или ошибка. Учитывая, что величина $M_C \cdot R_B / C^2 = \Delta\omega_{PC}$ представляет собой установившееся изменение скорости в разомкнутой системе, из соотношения (4.120) следует, что относительная ошибка по скорости равна:

$$\nu_C = \frac{\Delta\omega_C}{\Delta\omega_{PC}} = \frac{a_C \cdot T_{\mu C}}{T_M} \quad (4.121)$$

и представляет собой отношение установившегося отклонения скорости в замкнутой системе $\Delta\omega_C$, и изменению скорости в разомкнутой системе $\Delta\omega_{PC}$ и предопределяется соотношением параметров системы. Эта ошибка тем больше, чем больше отношение малой постоянной времени контура регулирования скорости $T_{\mu C}$ и электромеханической

постоянной времени электропривода T_M . В электроприводах с малой T_M эта ошибка получается недопустимо большой.

Если контуры регулирования тока и скорости настроены на ОМ ($a_T = a_C = 2$), а постоянная времени фильтра датчика скорости очень мала ($T_{\phi C} \cong 0$), то: $T_{\mu C} \cong T_T = 2 \cdot T_{\mu T}$.

Из (4.121) следует:

$$v_C = \frac{\Delta \omega_C}{\Delta \omega_{PC}} = 2 \cdot 2 \cdot \frac{T_{\mu T}}{T_M} = 4 \cdot \frac{T_{\mu T}}{T_M}. \quad (4.122)$$

Таким образом, в двухконтурной системе с пропорциональным регулятором скорости точность поддержания ее получается низкой. Низкая точность предопределяется самой структурой системы регулирования, в которой регулятор скорости является пропорциональным, а величина коэффициента усиления его выбирается из условия получения благоприятного переходного процесса при задающем воздействии, для чего коэффициент усиления регулятора необходимо изменять обратно пропорционально коэффициенту усиления объекта.

Структурная схема замкнутого контура регулирования скорости с П - регулятором скорости представлена на рисунке 4.36.

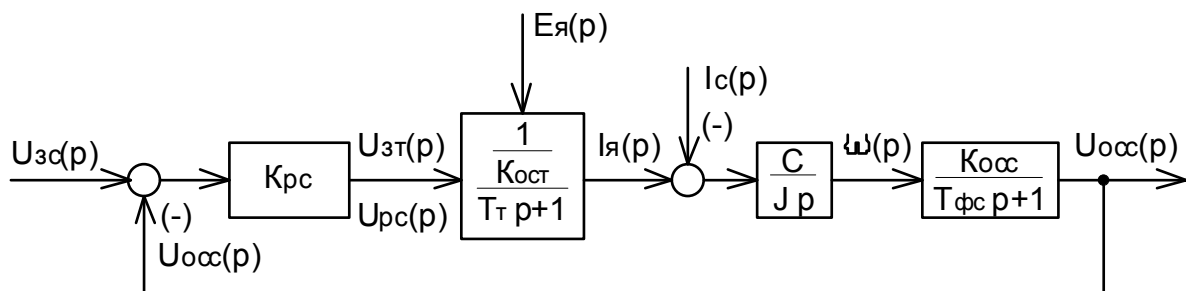


Рисунок 4.36 – Структурная схема замкнутого контура регулирования скорости с П - регулятором

Ее можно рассматривать одновременно и как астатическую по заданию систему регулирования скорости, в которой задающей величиной является задающее напряжение U_{3C} , и как астатическую систему регулирования тока (момента) с задающей величиной $I_C(M_C)$.

При этом процесс изменения тока при изменении момента нагрузки будет определяться уравнением:

$$I(p) = \frac{W_p(p)}{1 + W_p(p)} \cdot I_C(p) = \frac{I_C(p)}{a_C \cdot T_{\mu C} \cdot p \cdot (T_{\mu C} \cdot p + 1) + 1} = \frac{I_C(p)}{T_{\mu C} \cdot T_C \cdot p^2 + T_C \cdot p + 1} \quad (4.123)$$

полностью совпадающим с уравнением, определяющим процесс изменения скорости при изменении напряжения, задающего уровень скорости. Это означает, что при выборе коэффициента усиления РС в соответствии с "ОМ" процесс снижения скорости при набросе нагрузки будет идти практически монотонно из-за того, что ток имеет небольшое перерегулирование, и динамическое падение скорости будет мало отличаться от статического (Рисунок 4.37, а).

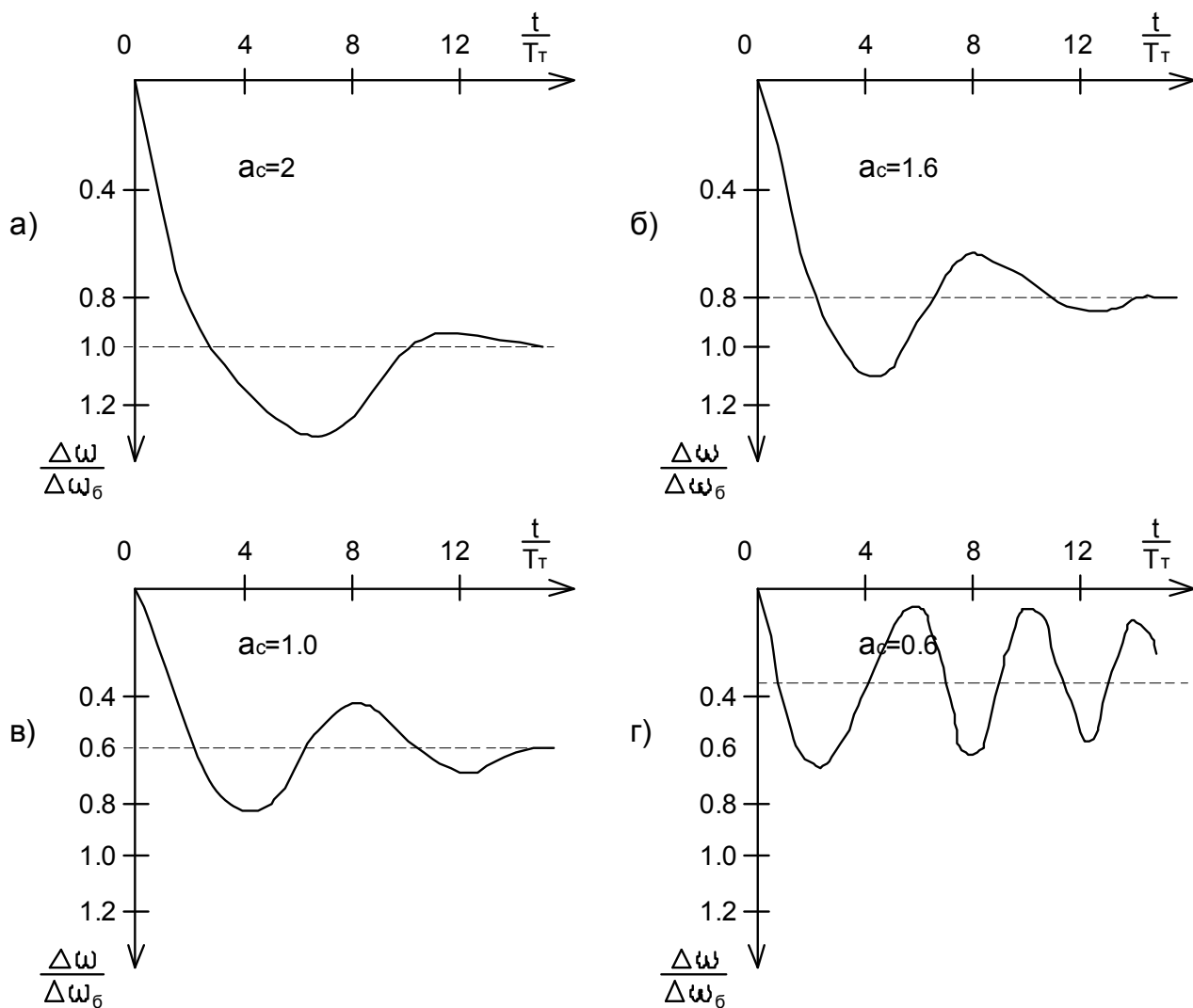


Рисунок 4.37 – Графики переходных процессов

Точность поддержания скорости при изменениях нагрузки в однократно-интегрирующей системе может быть повышена, если увеличить коэффициент усиления регулятора скорости по сравнению со значением его при настройке на ОМ. Это приведет к увеличению перерегулирования и колебательности системы. Для большинства систем регулирования скорости, работающих в режиме ударной нагрузки, подобный путь оказывается вполне приемлемым. Это связано с тем, что пуск электродвигателей происходит либо с использованием токовой отсечки, когда РС большую часть времени находится в насыщенном состоянии и выходит из зоны ограничения лишь в самом конце пуска, либо с использованием задатчиков интенсивности, сглаживающих сигнал задания скорости. В этих условиях абсолютные величины перерегулирования скорости и тока оказываются сравнительно небольшими и не выходят за пределы допустимых значений.

При такой настройке РС ($a_c < 2$) использование приближенного выражения (4.107) соответствующего вырожденному характеристическому уравнению контура тока (4.105), для расчета изменения скорости может привести к существенным ошибкам и необходимо учитывать член второго порядка в выражении передаточной функции замкнутого контура тока. Полагая, что контур тока настроен на ОМ ($a_T = 2$), после подстановки в выражение

$$X_{\text{ВЫХ}}(p) = \frac{W_{\text{ИП}}(p)}{1 + W_{\text{ИП}}(p) \cdot W_{\text{ОС}}(p)} \cdot X_{\text{ВХ}}(p) = \frac{W_{\text{ИП}}(p)}{1 + W_p(p)} \cdot X_{\text{ВХ}}(p)$$

выражения

$$W_{\text{ТЗ}}(p) = \frac{I(p)}{U_{\text{ЗТ}}(p)} = \frac{1/K_{\text{ОСТ}}}{a_T \cdot T_{\mu T} \cdot p \cdot (T_{\mu T} \cdot p + 1) + 1} = \frac{(R_T/R_{\text{ЗТ}}) \cdot (1/K_{\text{ДТ}})}{a_T \cdot T_{\mu T} \cdot p \cdot (T_{\mu T} \cdot p + 1) + 1},$$

получим:

$$\Delta\omega(p) = \frac{M_C(p)/(J \cdot p)}{1 + K_{\text{РС}} W_{\text{ТЗД}}(p) \cdot C/(J \cdot p) \cdot K_{\text{ОСС}}} = \frac{M_C(p) \cdot R_{\text{Э}}}{C^2} \cdot \frac{2 \cdot T_{\mu C}}{T_M} \cdot \frac{1/2 \cdot T_T^2 p^2 + T_T \cdot p + 1}{T_T^3 p^3 + 2T_T^2 p^2 + 2T_T p + a_C/2}. \quad (4.124)$$

Из (4.124) следует, что характер переходного процесса изменения скорости определяется значением параметра a_C ($K_{\text{РС}}$), т.е. величиной коэффициента усиления регулятора скорости, а от постоянной времени T_T зависит масштаб процесса. Кривые изменения скорости с различными a_C ($K_{\text{РС}}$) изображены на рис.4.37.

За базовую величину изменения скорости $\Delta\omega_{\text{б}}$ принято статическое падение скорости, соответствующее условию ОМ в однократно-интегрирующей системе, которая равна:

$$\Delta\omega(p) = \frac{M_C \cdot R_{\text{Э}}}{C^2} \cdot \frac{2 \cdot T_T}{T_M}. \quad (4.125)$$

За базовую величину времени принята постоянная времени $T_T = 2 \cdot T_{\mu T}$.

Из анализа кривых (Рисунок 4.37) следует что с повышением коэффициента усиления РС (т.е. с уменьшением a_C) уменьшается статическая ошибка, но одновременно растут перерегулирование и колебательность системы.

Двухкратно-интегрирующая система.

Для того чтобы свести к нулю установившуюся ошибку при приложении нагрузки необходимо, чтобы регулятор скорости содержал интегрирующий элемент. Следовательно, когда необходимо поддерживать скорость вращения с высокой точностью применяют ПИ – регулятор с передаточной функцией:

$$W_{\text{РС}}(p) = K_{\text{РС}} + \frac{1}{T_C \cdot p} = \frac{K_{\text{РС}}(1 + T_C \cdot p)}{T_C \cdot p} = \frac{B_C \cdot a_T \cdot T_{\mu T} \cdot p + 1}{B_C \cdot a_T \cdot T_{\mu T}} \cdot \frac{T_M \cdot K_{\text{ОСТ}} \cdot C}{a_T \cdot T_{\mu T} \cdot K_{\text{ОСС}} \cdot R_{\text{Э}}}, \quad (4.126)$$

где $K_{\text{РС}} = \frac{T_M \cdot K_{\text{ОСТ}} \cdot C}{a_T \cdot T_{\mu T} \cdot K_{\text{ОСС}} \cdot R_{\text{Э}}}$ - коэффициент пропорционального усиления;

$$T_C = B_C \cdot a_T \cdot T_{\mu T} = 4 \cdot T_{\mu C};$$

$$T_{\text{ИС}} = T_C / K_{\text{РС}} - \text{постоянная интегрирования РС.}$$

Параметры РС чаще всего выбирают из условия получения СО в соответствии с выражением $B_C = a_C = 2$ и $T_C = 4 \cdot T_{\mu C}$. Схема ПИ-регулятора скорости имеет такой же вид как и РТ.

Параметры РС выбирают из условий:

$$K_{PC} = \frac{R_{OC}}{R_{3C}} = \frac{T_M}{a_C \cdot T_{\mu C}} \cdot \frac{K_{OCT}}{K_{OCC}};$$

$$T_C = B_C \cdot a_C \cdot T_{\mu C} = R_{OC} \cdot C;$$

$$U_{3C MAX} = a_C \cdot \omega_{MAX} \cdot K_{OCC};$$

$$K_{OCT} = K_{ДС} \cdot \frac{R_{3C}}{R_{OC}},$$

так же как для ПИ-РТ и П-РС, передаточные функции разомкнутого и замкнутого контура регулирования скорости будет иметь вид:

$$W_{CP}(p) = \frac{\omega(p)}{\omega_3(p)} = \omega_{PC}(p) \cdot \omega_{OC}(p) = \frac{T_M \cdot K_{OCT}}{a_C \cdot T_{\mu C} \cdot K_{OCC} \cdot R_{\Delta}} \cdot \frac{B_C \cdot a_C \cdot T_{\mu C} \cdot p + 1}{B_C \cdot a_C \cdot T_{\mu C} \cdot p} \times$$

$$\times \frac{R_{\Delta}}{T_M \cdot C} \cdot \frac{K_{OCC}}{K_{OCT} \cdot p} \cdot \frac{1}{T_{\mu C} \cdot p + 1} = \frac{B_C \cdot a_C \cdot T_{\mu C} \cdot p + 1}{B_C \cdot a_C^2 \cdot T_{\mu C}^2 \cdot p^2 \cdot (T_{\mu C} \cdot p + 1)}; \quad (4.127)$$

$$W_{C3}(p) = \frac{\omega(p)}{\omega_3(p)} = \frac{B_C \cdot a_C \cdot T_{\mu C} \cdot p + 1}{B_C \cdot a_C^2 \cdot T_{\mu C}^3 \cdot p^3 + B_C \cdot a_C^2 \cdot T_{\mu C}^2 \cdot p^2 + B_C \cdot a_C \cdot T_{\mu C} \cdot p + 1}. \quad (4.128)$$

Подставив (4.127) в выражение:

$$X_{ВЫХ}(p) = \frac{W_{ПР}(p)}{1 + W_{ПР}(p) \cdot W_{OC}(p)} \cdot X_{ВХ}(p) = \frac{W_{ПР}(p)}{1 + W_p(p)} \cdot X_{ВХ}(p)$$

получим уравнение определения изменения скорости при приложении момента нагрузки:

$$\Delta\omega(p) = \frac{R_{\Delta} \cdot M_C(p) \cdot T_{\mu C} \cdot B_C \cdot a_C^2 \cdot T_{\mu C} \cdot p \cdot (T_{\mu C} \cdot p + 1)}{C^2 \cdot T_M \cdot (B_C \cdot a_C^2 \cdot T_{\mu C}^3 \cdot p^3 + B_C \cdot a_C^2 \cdot T_{\mu C}^2 \cdot p^2 + B_C \cdot a_C \cdot T_{\mu C} \cdot p + 1)}. \quad (4.129)$$

Из выражения (4.129) следует, что в установившемся режиме отклонение скорости равно нулю. В отличие от однократно-интегрирующей системы, характер переходного процесса в двухкратно-интегрирующей системе определяется двумя параметрами:

1. Коэффициентом пропорционального усиления регулятора $K_{PC}(a_C)$;
2. Постоянной интегрирования $T_{IC}(B_C)$.

Уравнение для определения изменения скорости $\Delta\omega(t)$ при ступенчатом приложении момента при настройке на СО имеет вид:

$$\Delta\omega(p) = \frac{R_{\Delta} \cdot M_C \cdot T_{\mu C}}{C^2 \cdot T_M} \left[2 \cdot e^{\frac{-t}{2 \cdot T_{\mu C}}} + 2 \cdot e^{\frac{-t}{4 \cdot T_{\mu C}}} \cdot \left(-\cos \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{-t}{4 \cdot T_{\mu C}} + \sqrt{3} \sin \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{-t}{4 \cdot T_{\mu C}} \right) \right]. \quad (4.130)$$

Процесс изменения отклонения скорости для этого случая имеет вид - кривая 1, рисунок 4.38. Максимальное динамическое отклонение скорости составляет около 0,90 $\Delta\omega_\delta$, т.е. оказывается таким же как установившееся отклонение в однократно-интегрирующей системе, настроенной на ОМ. Время регулирования составляет:

$$t_B = 2\pi / \omega_C = 4 \cdot \pi \cdot T_{\mu C}.$$

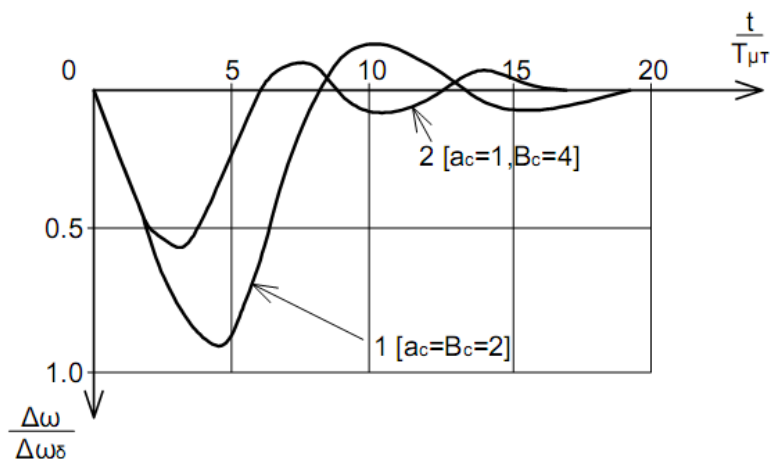


Рисунок 4.38 – Процесс изменения скорости

При высоких значениях коэффициента пропорционального усиления ($a_c < 2$) и малой постоянной времени интегрирования ($B_c < 2$) выражение (4.129) для отклонения скорости при ударном приложении нагрузки должно быть заменено более точным, учитывающим член второго порядка в характеристическом уравнении контура тока. При $a_T = 2$ уточненное выражение имеет вид:

$$\Delta\omega(p) = \frac{R_\Delta \cdot M_C}{C^2} \frac{2 \cdot T_T \cdot a_c}{T_M} \frac{B_c \cdot a_c \cdot T_T \cdot p \cdot \left(\frac{T_T}{2} p^2 + T_T \cdot p + 1\right)}{(B_c a_c^2 \frac{T_T^4}{4} p^4 + B_c a_c^2 T_T^3 p^3 + B_c a_c^2 T_T p^2 + B_c a_c T_T p + 1)}. \quad (4.131)$$

Расчеты, сделанные для различных значений $K_{PC}(a_c)$ и $T_{IC}(B_c)$, показывают, что величина максимального динамического отклонения скорости мало зависит от величины постоянной интегрирования регулятора $T_{IC}(B_c)$ и практически оказывается такой же, как и в систем с пропорциональным регулятором.

Увеличение K_{PC} (т.е. уменьшение a_c) вызывает уменьшение динамического падения скорости, но одновременно увеличивает колебательность системы.

Таким образом, применение ПИ-регулятора, позволяет свести к нулю установившуюся ошибку, в то же время не дает возможности существенно уменьшить динамическое падение скорости.

Окончательный выбор параметров системы регулирования в каждом конкретном случае производится по заданным показателям переходного процесса.

Системы с обратной связью по ЭДС и по напряжению.

В тех случаях, когда требования к точности поддержания скорости не высоки, применяется обратная связь по ЭДС и еще проще по напряжению.

Структура, основные свойства, методика расчета и наладки электроприводов с обратными связями по ЭДС и по напряжения в принципе такие же, как и для электроприводов с обратной связью по скорости.

Достоинства, недостатки и области применения многоконтурных систем подчиненного регулирования.

Достоинства:

1 Простота синтез и практическое воплощение САУ с большим числом регулируемых параметров.

2 Возможность построения различных САУ с помощью небольшого числа унифицированных элементов.

3 Возможность получения динамических процессов, близких к предельному быстродействию с малым перерегулированием, как при больших, так и при малых возмущениях.

4 Простота ограничения любой регулируемой величины, возможность изменять уровень ограничения и делать последний зависящим от других параметров.

5 Малые изменения скорости даже при больших колебаниях напряжения сети, т.к. сразу же вступает в действие РТ, обладающий высоким быстродействием.

6 Простота обеспечения равномерного распределения тока между параллельно работающими преобразователями.

7 Простота наладки и настройки благодаря независимости настройки внутренних контуров регулирования от настройки внешних и возможности использования метода последовательной настройки. Возможность настройки контура тока при неподвижном якоре.

8 Высокая эксплуатационная надежность и относительная простота обслуживания благодаря агрегатному принципу выполнения блоков управления, позволяющему заменять вышедшие из строя блоки исправными запасными.

9 Возможность широкой унификации СУ ЭП с системами автоматизации технологических процессов. Простота связи с бесконтактными логическими элементами и вычислительными устройствами, облегчающая автоматизацию технологических процессов.

10 Снижение стоимости и сокращение времени проектирования.

11 Простота способов расчета и настройки, позволяющая даже при значительных погрешностях в определении динамических параметров ЭП получить вполне работоспособные системы.

Недостатки:

1 Неустойчивая работа ЭП в области прерывистого тока, т.е. при малых нагрузках и знакопеременном моменте нагрузки.

2 Невозможность уменьшения ниже некоторого предела статического (в однократно-интегрирующей системе) и динамического (в двукратно-интегрирующей системе) падения скорости при набросе нагрузки, т.к. коэффициент контура на ОМ, так и СО обратно пропорционален коэффициенту усиления объекта регулирования. Это обстоятельство затрудняет применение систем подчиненного регулирования для тех ЭП с широким диапазоном регулирования скорости, которые требуют высокой точности ее поддержания, как в статических, так и переходных режимах.

3 Влияние электромагнитных малых постоянных времени и необходимость экранизации цепей управления, обусловленное применением усилителей с высоким коэффициентом усиления.

4 Сильное влияние изменений параметров системы на ее поведение. Использование параллельной коррекции при большом коэффициенте усиления охватываемого звена

нестабильность параметров этого звена сказывается мало. При последовательной коррекции изменение параметров сказывается очень сильно. Поскольку у реальных объектов регулирования передаточные коэффициенты и другие параметры изменяются (передаточный коэффициент $K_{ВП}$), то оптимизация контуров регулирования обеспечивается не во всем диапазоне, а лишь близ точки линеаризации.

5 Отбрашивание членов второй степени в передаточных функциях внутренних контуров регулирования, применяемое при упрощенном методе расчета настройки внешних контуров, допустимо лишь в тех случаях, когда между «малыми» постоянными времени двух смежных контуров удовлетворяется соотношение

$$\frac{T_{\mu\Sigma i}}{T_{\mu\Sigma(i-1)}} \geq 2.$$

Суммирование «малых» постоянных времени, находящимся в прямом канале передачи воздействий и канале обратной АСР, не вполне правомерно и приводит к погрешностям. Уточненные формулы существенно усложняют расчеты и делают их менее наглядными.

6 Уменьшение быстродействия при увеличении числа контуров регулирования.

7 Необходимость иметь обслуживающий персонал высокой квалификации вследствие сложности систем.

Указанные недостатки во многих случаях не являются существенными. В настоящее время системы подчиненного регулирования широко применяются в различных отраслях промышленности и с каждым годом все шире внедряются в системах ЭП.

Глава 5 Системы управления скоростью электроприводов переменного тока

5.1 Особенности и классификация управления электроприводов переменного тока

Системы управления электроприводов переменного тока строятся так же, как и система постоянного тока, по принципу “управляемый преобразователь-двигатель” с различными обратными связями, позволяющими непрерывно контролировать управляемые координаты электропривода.

Управляемыми преобразователями в таких системах являются преобразователи переменного напряжения и преобразователи частоты (ПЧ). Простой маловентильный преобразователь переменного напряжения (ТПН) позволяет создать систему управления типа ТПН-АД, позволяющие регулировать скорость электропривода в небольших пределах, формировать требуемые статические и динамические характеристики и улучшать энергетические и технико-экономические показатели.

Использование в системах управления электроприводов переменного тока и преобразователей частоты позволяет создавать системы асинхронного или синхронного электроприводов: ПЧ-АД или ПЧ-СД, системы с двигателями двойного питания, обеспечивающие частотное управление скоростью и моментом электропривода. В качестве преобразователей частоты используются преобразователи частоты с непосредственной связью (НПЧ) и со звеном постоянного тока, с автономными инверторами напряжения (АИН) и тока (АИТ). Такие системы, построенные по принципу подчинённого регулирования координат с векторным и, в частности, частотно-токовым управлением, обеспечивают высокие диапазоны регулирования скорости в статических режимах и высокое быстродействие в динамических.

5.2 СУЭП переменного тока с тиристорным преобразователем напряжения

Регулирование напряжения в ТПН осуществляется с помощью тиристоров с различным схемами их включения. Наибольшее распространение получили ТПН с использованием двух тиристоров включенных по встречно-параллельной схеме в каждой фазе с нулевым и без нулевого вывода при соединении обмоток статора в звезду или треугольник (рисунок 5.1 а, б, в). В такой схеме при условном направлении вращения вала двигателя “Вперёд” включаются тиристоры VS1-VS6, а при направлении “Назад” VS7-VS10. ТПН используются также и при динамическом торможении. Включение требуемых тиристоров VS производится системой импульсно-фазового управления (СИФУ), обеспечивающей подачу импульсов управления на требуемые тиристоры.

Анализ работы ТПН затруднён, так как напряжение на его выходе является функцией не только угла управления α то и угла нагрузки φ (на основе эквивалентной схемы рисунок 5.3 а):

$$\varphi = \arctg \frac{X_s}{R_s} \quad (5.1)$$

где R_s , X_s – эквивалентные активное и индуктивное сопротивления нагрузки согласно схеме замещения (рисунок 5.3 б) фазы асинхронного двигателя:

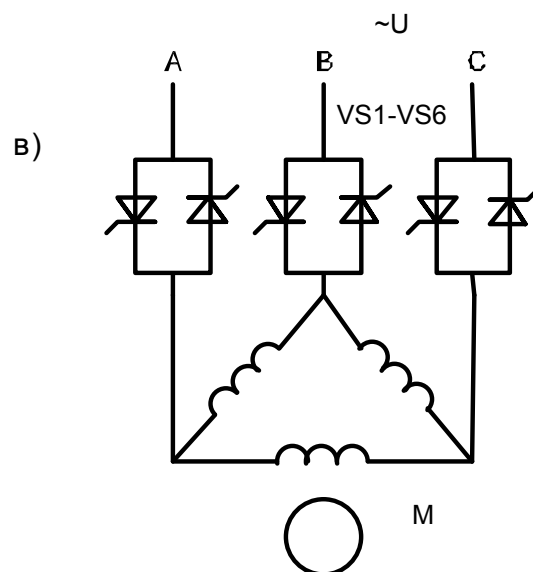
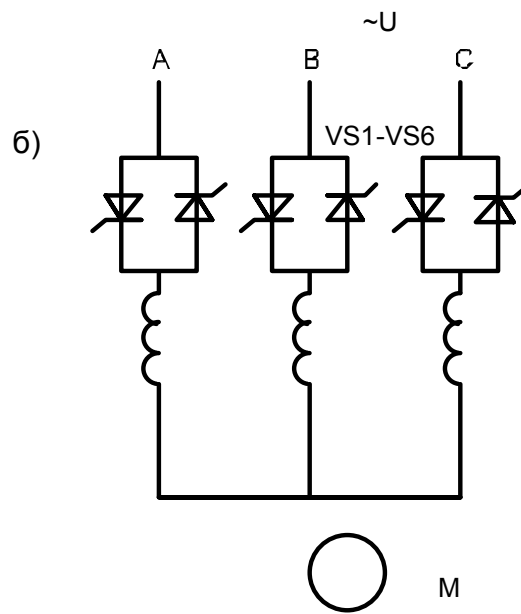
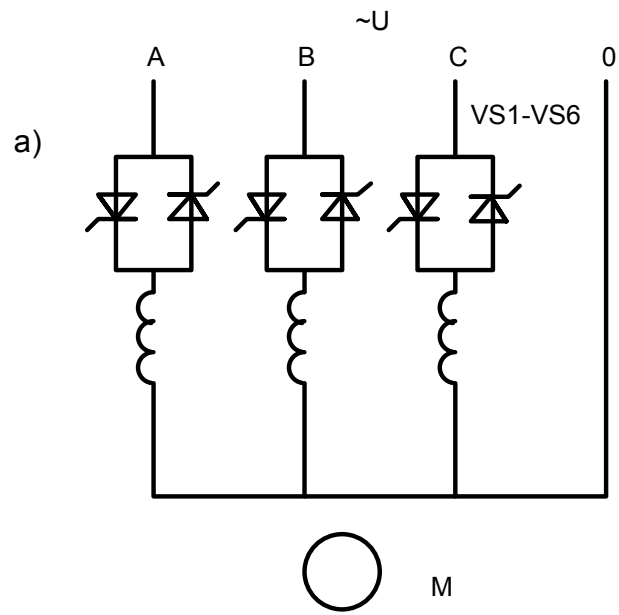


Рисунок 5.1 – Схема включения тиристорov в электропривод с ТПН

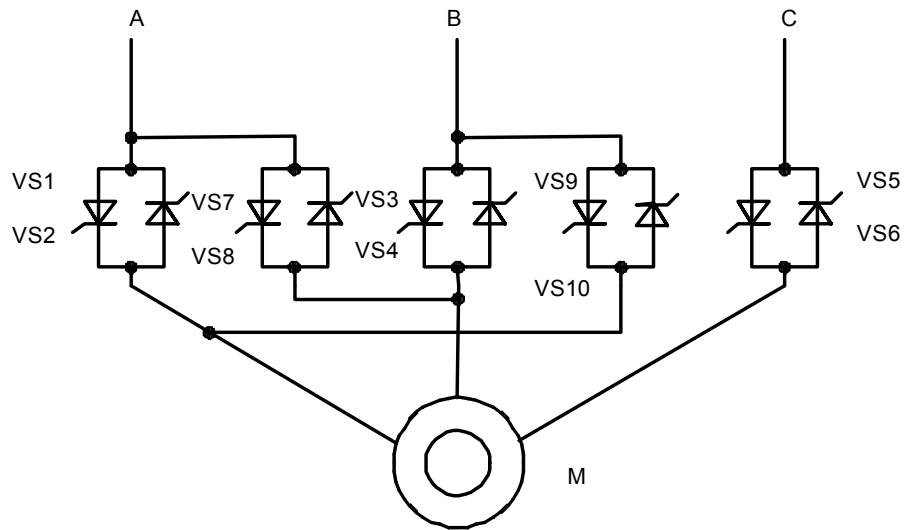


Рисунок 5.2 – Схема реверсивного электропривода с ТПН

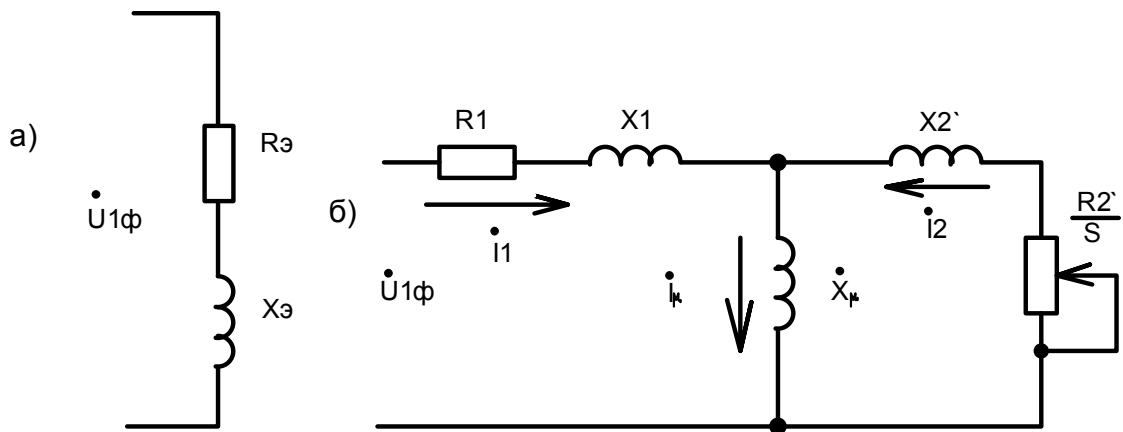


Рисунок 5.3 – Схема эквивалентная и замещения асинхронного двигателя

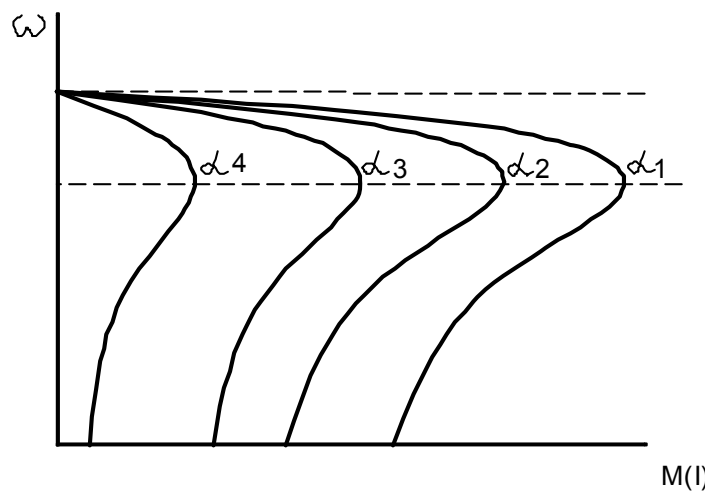


Рисунок 5.4 – Механические характеристики при регулировании угла управления α в разомкнутой системе ТПН – АД

$$\left. \begin{aligned} R_3 &= R_1 / X_\mu^2 \left(\frac{R_2'}{S} \right)^2 + \frac{R_2'}{S} + C_2^2 R_1 \\ X_3 &= \frac{\left(\frac{R_2'}{S} \right)}{X_\mu} C_1 + C_2 (X_2' + C_2 X_1) \end{aligned} \right\} \quad (5.2)$$

$$\text{Здесь } C_1 = 1 + \frac{X_1}{X_\mu} ; C_2 = 1 + \frac{X_2'}{X_\mu}.$$

Характеристики ТПН рассматриваются в виде семейства характеристик $U_{ТПН} = f(\alpha, \varphi)$. Выходное напряжение, как правило, представляют первой гармоникой так как другие гармоники (высшие нечёткие) оказывают незначительное влияние на момент двигателя.

Система управления асинхронным электроприводом ТПН-АД с суммирующим усилителем

Механические характеристики при регулировании угла α в разомкнутой системе показаны на рисунке 5.4. Такая система практически не обеспечивает регулирование скорости. Для регулирования скорости и получения жёстких механических характеристик необходима замкнутая система управления с обратной связью по скорости двигателя, сигнал которой обеспечивается тахогенератором (датчиком скорости). Также используются обратные связи по напряжению или току статора или ротора (для двигателя с фазным ротором). Расчёт параметров таких связей в системах управления с ТПН вызывает затруднения из-за несинусоидальной формы напряжения и тока.

Функциональная схема СУЭП с ТПН позволяющая получить жёсткие механические характеристики приведена на рисунке 5.5 а, а механические характеристики при заданном диапазоне регулирования скорости двигателя $D = \omega_{\max} / \omega_{\min}$ приведены на рисунке 5.5 б. Задание скорости осуществляется задающим напряжением U_3 , снимаемым с задатчика скорости RP. Сигнал обратной связи по скорости обеспечивается тахогенератором постоянного тока BR. Сигнал управления подаётся на усилитель А (характеристика которого приведена на рисунке 5.5 в). Выходное напряжение усилителя $U_{УП}$ ограничено стабилитроном V2, включённым на входе усилителя до значения $U_{УП, \max}$. Напряжение $U_{УП}$ подаётся на СИФУ ТПН, регулировочная характеристика которого приведена на рисунке 5.5 г.

Стабилизация скорости двигателя при изменении его нагрузки в установившемся режиме работы осуществляется следующим образом. При малой нагрузке, когда $M_c < M_{c1}$ (рисунок 5.5 б), скорость двигателя близка к синхронной и разность $U_3 - U_c$ отрицательная. Диод V1 не пропускает ток управления, $U_{УП} = 0$ и угол управления тиристорами максимален α_{\max} , выходное напряжение ТПН минимальное и скорость двигателя определяется характеристикой при α_1 . При $M_c = M_{c1}$ и некоторой скорости ω_1 станет $U_c = U_{31}$, а при дальнейшем снижении скорости диод V1 откроется, появится напряжение управления преобразователя и СИФУ будет постепенно снижать угол управления тиристором, что приведёт к повышению напряжения на обмотке статора двигателя. Скорость двигателя при этом будет определяться промежуточными характеристиками при $\alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5$ в точках 2, 3, 4, 5.

При дальнейшем повышении нагрузки и снижении скорости ниже ω_5 разность $U_{31} - U_c$ ограничивается максимальной величиной, равной напряжению стабилизации стабилитрона V2, а соответствующее этому напряжение управления преобразователя $U_{УП, \max}$ обеспечивает в СИФУ минимальный угол управления тиристорами α_{\min} (рисунок 5.5 г).

ТПН подаёт полное напряжение на обмотку статора двигателя и дальнейшее снижение его скорости происходит по характеристике при α_5 .

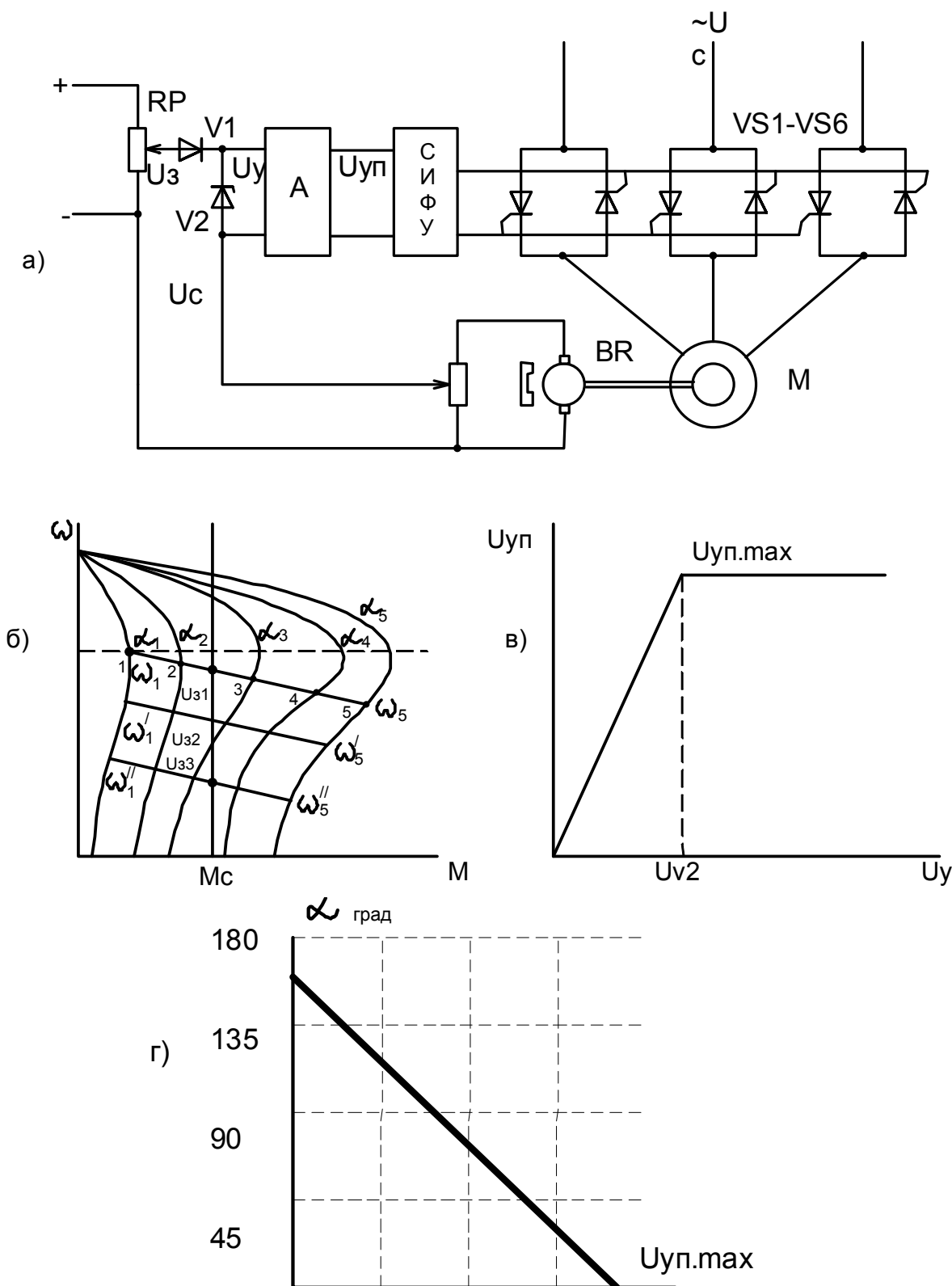


Рисунок 5.5 – Функциональная схема и характеристики замкнутой системы ТПН-АД

При уменьшении задающего напряжения режим стабилизации скорости будет происходить при меньших значениях скорости в пределах от ω'_1 до ω'_5 при U_{32} . Следовательно изменяя U_3 получаем регулирование скорости двигателя.

Установившийся режим в системе управляется ТПН-АД описываются следующими уравнениями:

$$U_{yII} = K_y(U_3 - K_c \omega), \quad (5.3)$$

где U_3 – напряжение задания скорости;

U_{yII} – напряжение управления ТПН;

K_c – коэффициент усиления промежуточного усилителя.

Угол управления ТПН определяется на основе регулировочной характеристики СИФУ (рисунок 5.5 г):

$$\alpha = \alpha_{IP} - K_{yII} U_{yII}, \quad (5.4)$$

где $\alpha_{IP} = 150^\circ$ - предельное значение угла управления для схемы представленной на рисунке 5.1 б;

$K_{yII} = \Delta\alpha / \Delta U_{yII}$ - коэффициент передачи СИФУ.

Из выражений 5.3 и 5.4 определим

$$\alpha_{IP} - \alpha = K_y K_{yII} (U_3 - K_c \omega). \quad (5.5)$$

Уравнение скоростной характеристики в замкнутой системе ТПН-АД получим из выражения 5.5:

$$\omega = \omega_o - \Delta\omega = \frac{U_3}{K_c} - \frac{\alpha_{IP} - \alpha}{K_c K_y K_{yII}}. \quad (5.6)$$

Уравнение (5.6) позволяет построить механические и электромеханические характеристики в замкнутой системе ТПН-АД при определённых углах управления α по построенным характеристикам разомкнутой системы $\omega = f(M; \alpha)$, при тех же значениях α с учётом угла нагрузки φ .

Для получения аналитического выражения механической характеристики используем уравнение электромагнитного момента АД:

$$M = \frac{3U_\phi^2}{\omega_o S} \frac{R_2'}{\left(R_1 + \frac{R_2'}{S}\right)^2 + X_K^2} = U_1^{2*} \frac{3U_H^2 R_2'}{\omega_o S \left(R_1 + \frac{R_2'}{S}\right)^2 + X_K^2}. \quad (5.7)$$

С некоторой погрешностью можно принять:

$$M_{\omega_{cp}} = \frac{3U_H^2 R_2'}{\omega_o S \left(R_1 + \frac{R_2'}{S}\right)^2 + X_K^2}, \quad (5.8)$$

где $M_{\omega_{CP}}$ – момент АД при номинальном напряжении U_H (т.е. при полностью открытом ТПН), для средней скорости ω_{CP} в заданном диапазоне регулирования скорости.

Тогда имеем:

$$M = M_{\omega_{CP}} U_1^{2*} \quad (5.9)$$

здесь при анализе целесообразно использовать зависимость $U_1^{2*} = f(U_{yII}, \varphi)$ приведённую на рисунке 5.6.

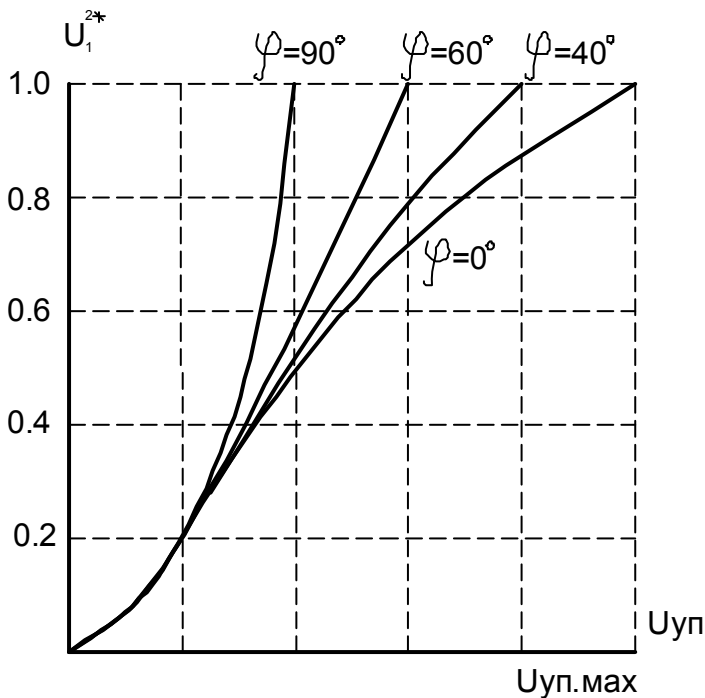


Рисунок 5.6 – Характеристики АД

$$U_1^{2*} = f(U_{yII}, \varphi)$$

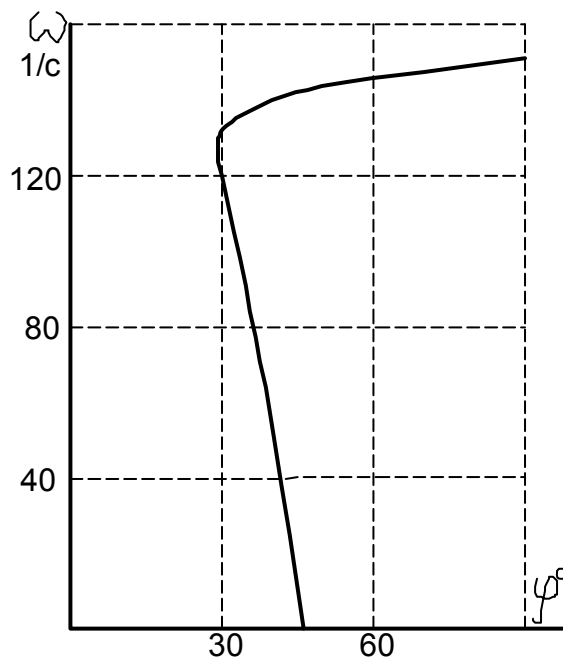
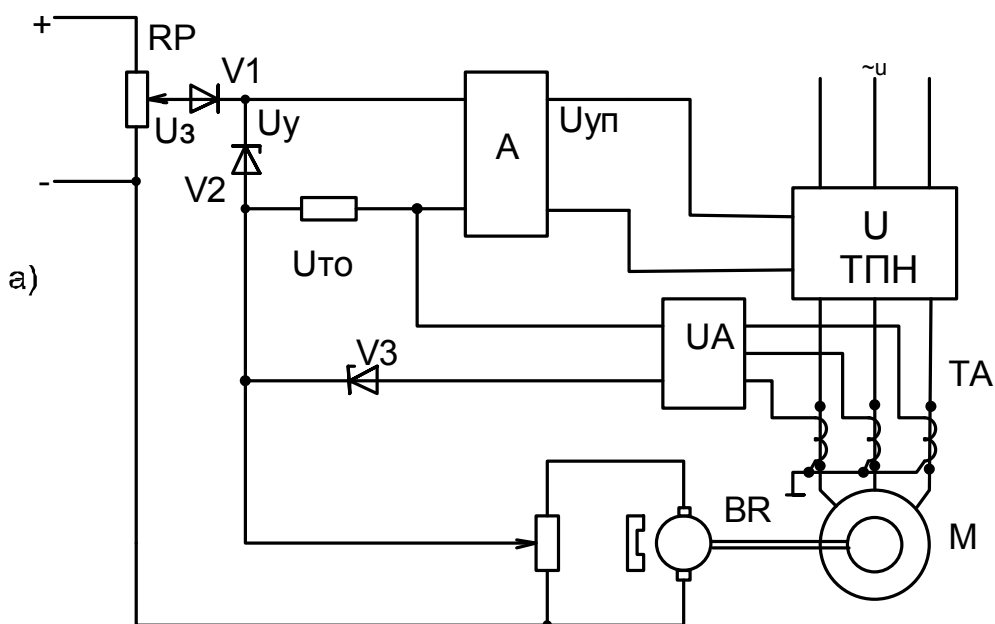


Рисунок 5.7 – Характеристики АД

$$\omega = f(\varphi)$$



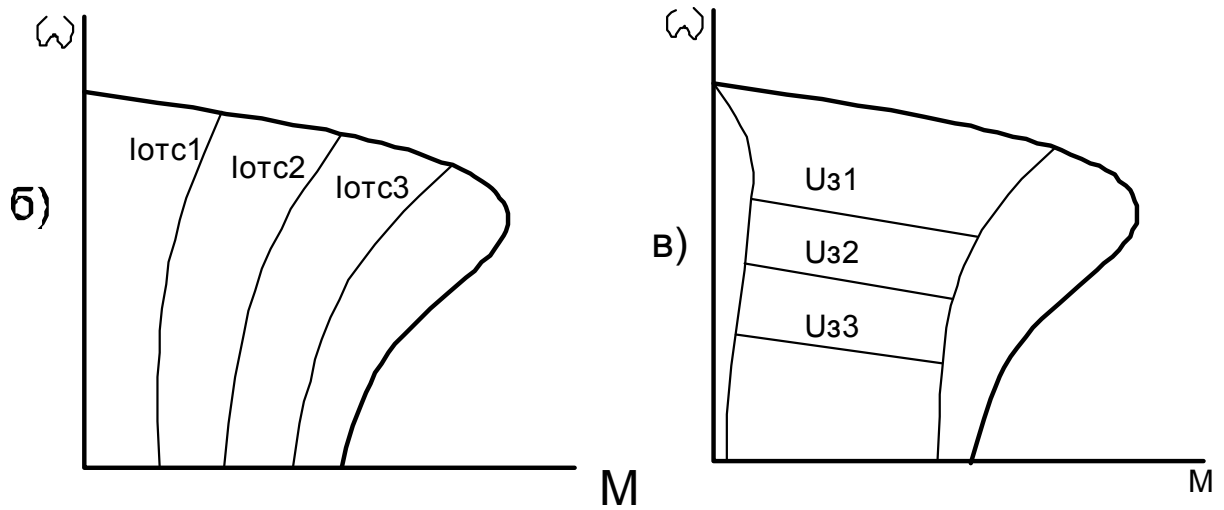


Рисунок 5.8 – Функциональная схема СУЭП с обратными связями по скорости и току

Учитывая, что в замкнутой системе ТПН-АД скорость двигателя в установившихся режимах работы изменяется в небольших пределах, то при этом угол нагрузки φ можно принять примерно постоянным. Это видно из характеристики на рисунке 5.7, полученной на основе уравнения 5.1 (для конкретного АД). Для заданного диапазона регулирования скорости из графика (рисунок 5.7) найдём соответствующее значение угла нагрузки φ , выберем для этого угла кривую $U_1^{2*} = f(U_{yII}, \varphi)$ из рисунка 5.6, линеаризуя её, получим:

$$U_1^{2*} = K_{II}' U_{yII}, \quad (5.10)$$

где $K_{II}' = f_1(U_{yII}, \varphi) = \Delta U_1^{2*} / \Delta U_{yII}$ - коэффициент передачи ТПН как функция U_{yII} при определённом значении φ .

Уравнение механической характеристики системы ТПН-АД получим из выражений 5.3; 5.9; 5.10:

$$\omega = \omega_0 - \Delta\omega = \frac{U_3}{K_C} - \frac{M}{K_C K_y K_{II}' M_{\omega CP}}. \quad (5.11)$$

То же можно сделать, воспользовавшись зависимостями на рис. 5.6 и уравнениями 5.5 и 5.9, а также

$$U_1^{2*} = K_{yII} K_{II}'' (\alpha_{IP} - \alpha), \quad (5.12)$$

где $K_{II}'' = f_2(\alpha, \varphi) = \Delta U_1^{2*} / \Delta \alpha$ - коэффициент передачи ТПН как функция при определённом значении φ .

Следовательно

$$\omega = \omega_0 - \Delta\omega = \frac{U_3}{K_C} - \frac{M}{K_C K_y K_{yII} K_{II}'' M_{\omega CP}}. \quad (5.13)$$

Анализ управления механической характеристики (5.11) или (5.13) показывает, что коэффициент обратной связи по скорости K_C определяет значения U_3 и ω_0 , за которую можно принять ω_1 (рисунок 5.5 б) равную:

$$\omega_1 = \omega_{\min}(M_H) \frac{D}{1 - \delta_{3AD}} \quad (5.14)$$

где $\omega_{\min}(M_H)$ - скорость на каждой характеристике заданного диапазона регулирования скорости D при $M=M_H$; δ_{3AD} - заданный статизм скорости.

Погрешность стабилизации скорости $\Delta\omega$ или статизм характеристики определяются значением коэффициентом усиления промежуточного усилителя K_Y , при повышении которого статизм снижается, а при $K_Y \rightarrow \infty$ - стремится к нулю.

Необходимое значение K_Y можно определить из выражений 5.11 и 5.13

$$K_{Y.TP} = \frac{M_H}{K_C K_{II}' M_{\omega CP} \Delta\omega_{TP}} = \frac{M_H}{K_C K_{YII} K_{II}'' M_{\omega CP} \Delta\omega_{TP}} \quad (5.15)$$

по требуемой точности стабилизации скорости $\Delta\omega_{TP}$ на нижней характеристике заданного диапазона регулирования скорости D

$$\Delta\omega_{TP} = \omega_{\min}(M_H) \frac{\delta_{3AD}}{1 - \delta_{3AD}} \quad (5.16)$$

Необходимое значение K_Y можно определить по двум точкам на требуемой механической характеристике (рисунок 5.5 б; например 1 и 4). Для этого записывается уравнение 5.3 в этих точках:

$$\begin{aligned} U_{YII1} &= (U_3 - K_C \omega_1) K_{Y.TP}; \\ U_{YII4} &= (U_3 - K_C \omega_4) K_{Y.TP}, \end{aligned}$$

или уравнение 5.5 :

$$\begin{aligned} \alpha_{II1} - \alpha_1 &= (U_3 - K_C \omega_1) K_{Y.TP} K_{YII}; \\ \alpha_{II1} - \alpha_4 &= (U_3 - K_C \omega_4) K_{Y.TP} K_{YII}. \end{aligned}$$

Отсюда имеем

$$K_{Y.TP} = \frac{U_{YII4} - U_{YII1}}{K_C \Delta\omega_{TP}} = \frac{\alpha_1 - \alpha_4}{K_C K_{YII} \Delta\omega_{TP}}, \quad (5.17)$$

где U_{YII1} ; U_{YII4} и α_1 ; α_4 - напряжение и углы управления ТПН, соответствующие скоростям ω_1 и ω_4 требуемой механической характеристики; $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_4$ требуемая погрешность стабилизации скорости.

Пуск двигателя в рассматриваемой СУЭП до заданной скорости $\omega_{уст}$ производится скачком задающего напряжения. При этом в первый момент времени $U_C=0$ и на вход усилителя подаётся U_3 . Входное напряжение усилителя ограничивается стабилизатором $V2$ и усилитель обеспечивает напряжение управления преобразователя $U_{YII,MAX}$, задающее угол управления α_{\min} , а ТПН максимальное напряжение питания двигателя, которому

соответствует механическая характеристика при α_5 (рисунок 5.5 б). Скорость двигателя растёт согласно этой характеристике до скорости ω_5 , после чего открывается диод V1, система замыкается и выходное напряжение усилителя уменьшается ($U_{УП} < U_{УП, \text{MIN}}$), что увеличивает угол регулирования α до $\alpha_{УСТ}$. Скорость двигателя повышается от ω_5 до $\omega_{УСТ}$ по характеристике замкнутой системы.

Анализ динамических характеристик в СУЭП переменного тока затруднён из-за сложности учёта электромагнитных переходных процессов. Электромагнитный момент асинхронного двигателя в переходном режиме описывается уравнением:

$$M_{ЭМ} = M_{УСТ} + \sum_{i=1}^{i=2} M_{i,a}(t) + \sum_{i=1}^{i=3} M_{i,n}(t), \quad (5.18)$$

где $M_{УСТ}$ – установившееся значение момента; $M_{i,a}(t)$, $M_{i,n}(t)$ – аperiodическая и периодическая свободные составляющие момента.

Максимальный ударный момент двигателя возникает вначале переходного процесса, пуска или реверса двигателя в первые периоды подключения питающего напряжения (0.02...0.04 с). Свободные периодические и аperiodические составляющие момента практически полностью затухают до скорости двигателя, соответствующей критическому моменту. Время действия свободных составляющих определяется коэффициентами затухания свободных токов, которые зависят от параметров двигателя и его скорости. Максимальный ударный момент значительно превышает пусковой и критический моменты двигателя, рассчитанные по статической характеристике. Электромагнитные переходные процессы оказывают вредное воздействие на электропривод, снижают его долговечность и надёжность. Существуют различные способы ограничения ударных моментов и обеспечения плавности изменения момента двигателя в переходном процессе. В замкнутой СУЭП с ТПН для этого используются обратная связь по току статора (отрицательная) с отсечкой. Функциональная схема подобной системы приведена на рисунке 5.8 а. Обратная связь по току позволяет снизить напряжение на статоре двигателя в первые моменты переходного процесса, а затем повысить его после окончания электромагнитного переходного процесса. В начале процесса динамические ток и момент двигателя снижаются.

Проанализируем действие токовой отсечки. Запишем уравнение:

$$[U_3 - K_C \omega - U_{ТО} \cdot 1(\Delta I)] K_Y K_{УП} = \alpha_{ПР} - \alpha. \quad (5.19)$$

Напряжение обратной связи по току определим из выражения:

$$U_{ТО} = U_T - U_{ОП} = K_{ТО} I_1 - K_{ТО} I_{1,ОТС} = K_{ТО} (I_1 - I_{1,ОТС}), \quad (5.20)$$

где $K_{ТО}$ – коэффициент обратной связи по току; $U_{ОП} = K_{ТО} I_{1,ОТС}$ – опорное напряжение (напряжение пробоя стабилитрона V3), или $U_{ОП} = U_{V3}$; I_1 , $I_{1,ОТС}$ – текущее значение первой гармоники тока статора и значение тока отсечки. Коэффициент обратной связи по току $K_{ТО}$ зависит от устройства и параметров датчиков тока. Значение $K_{ТО}$ определяется при пуске двигателя из выражений 5.19 при $\omega=0$ и $\alpha=\alpha_{\text{max}}$:

$$\alpha_{ПР} - \alpha_{\text{MAX}} = [U_3 - K_{ТО} (I_{1, \text{MAX}} - I_{1, \text{ОТС}})] K_Y K_{УП}, \quad (5.21)$$

и отсюда:

$$K_{ТО} = \frac{U_3 K_Y K_{УП} - \alpha_{ПР} + \alpha_{\text{MAX}}}{K_Y K_{УП} (I_{1, \text{MAX}} - I_{1, \text{ОТС}})}. \quad (5.22)$$

Электромеханические и механические характеристики СУЭП с асинхронным двигателем и отрицательной обратной связью по току строятся по характеристикам разомкнутой системы, построенным при различных углах α . Механические характеристики при действии отрицательной обратной связи по току в системе без обратной связи по скорости приведены на рисунке 5.8 б, а с обратной связью по скорости – на рисунке 5.8 в. Отрицательная связь по току уменьшает пусковой момент АД, что снижает быстродействие электропривода и ослабляет действие электромагнитных переходных процессов.

СУЭП переменного тока с асинхронным электродвигателем представляет собой нелинейный объект, процессы в которой описываются нелинейными дифференциальными уравнениями, а ТПН как управляемый преобразователь обеспечивает несинусоидальное напряжение, связанное нелинейной зависимостью с углом управления. Анализ переходных процессов можно провести только в “малом” в области малых отклонений координат от равновесного установившегося состояния.

Система управления асинхронным электроприводом ТПН-АД с подчинённым регулированием координат

Эта система рассматривается как двухконтурная с внутренним контуром момента (тока) и внешним контуром скорости. Функциональная схема такой системы приведена на рисунке 5.9. Система имеет регулятор момента АМ, скорости АР, датчики момента УМ и скорости ВР. Синтез такой системы во всём диапазоне изменения скорости затруднён из-за сложности описания АД. Поэтому синтез СУЭП осуществляется при определённых допущениях в математическом описании. Наиболее тяжёлым режимом работы на малых скоростях, когда колебания момента и скорости из-за электромагнитных переходных процессов имеют слабозатухающий характер. В этом случае настройку СУЭП следует производить при скорости равной нулю ($\omega=0$) и пусковом моменте ($M=M_{II}$) и уравнение 5.18 примет следующий вид:

$$M(t) = M_{II} + M_{II} e^{-(\gamma_1 + \gamma_2)\Omega_0 t} - M_{II} \cdot [Cos\Omega_0 t (e^{-\gamma_1 \Omega_0 t} + e^{-\gamma_2 \Omega_0 t}) + Sin\Omega_0 t (e^{-\gamma_1 \Omega_0 t} - e^{-\gamma_2 \Omega_0 t}) \times \frac{1 + \gamma_1 \gamma_2}{\gamma_2 - \gamma_1}] \quad (5.23)$$

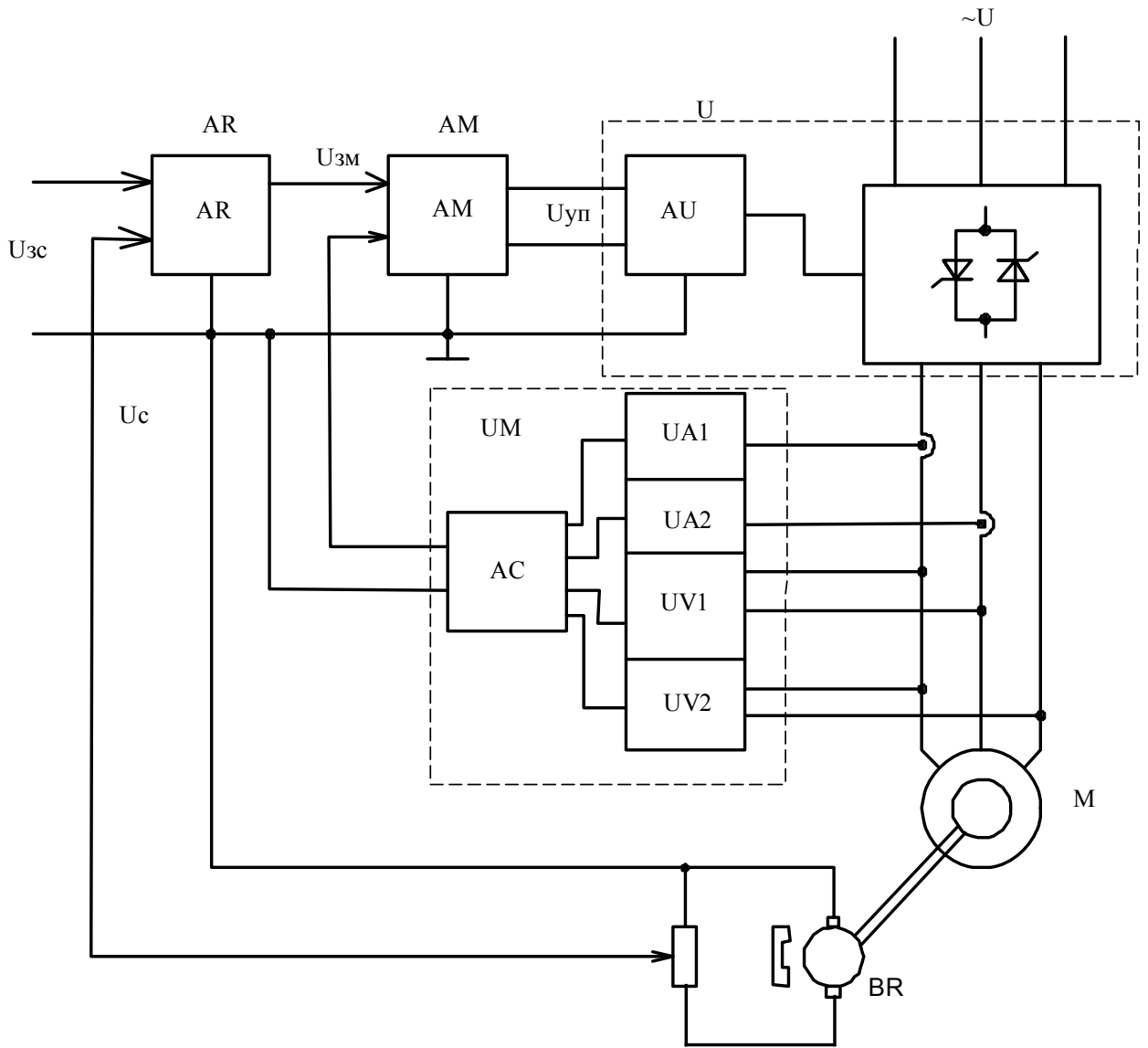


Рисунок 5.9 – Функциональная схема двухконтурной системы подчиненного регулирования

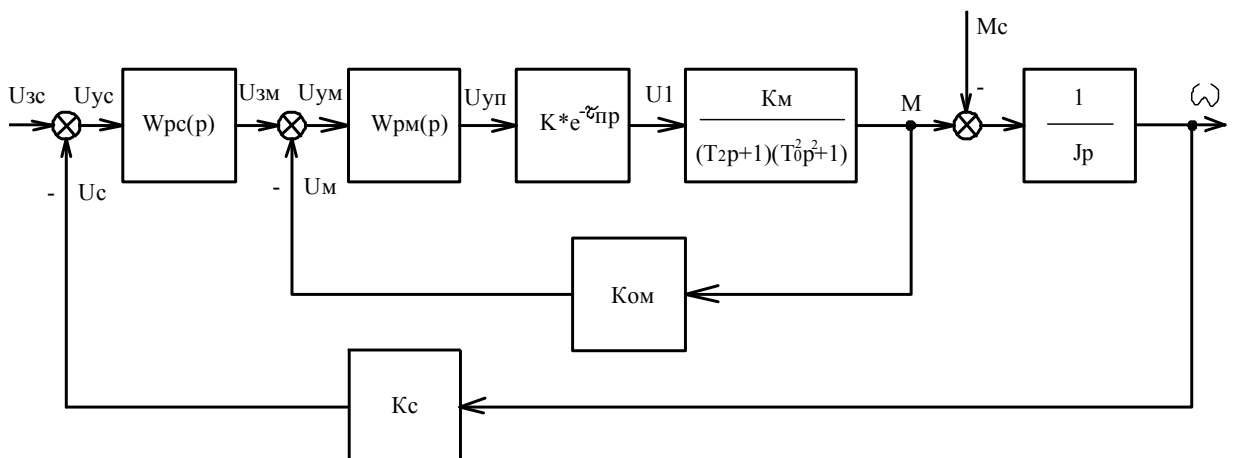


Рисунок 5.10 – Структурная схема системы подчиненного регулирования

где $\Omega_o = 2\pi f$ - круговая частота напряжения сети; γ_1, γ_2 - коэффициенты затухания свободных составляющих момента двигателя.

Полный анализ выражения 5.23 затруднён. Он возможен только с учётом допущений, вводимых на основании конкретных значений γ_1 и γ_2 . В связи с вышеизложенным принимаем $\gamma_1 \cong S_K \sigma / 2$ и $\gamma_2 \cong 2S_K$, а также считая для серийных асинхронных двигателей $S_K = (0.2 \div 0.5)$; $\sigma = (0.05 \div 0.1)$ найдём значения коэффициентов γ_1 и γ_2 :

$$\gamma_1 = (0.005 - 0.025);$$

$$\gamma_2 = (0.4 - 1.0);$$

откуда следует, что $\gamma_1 \ll 1$; $\gamma_1 \ll \gamma_2$.
С учётом этого в выражении (5.23)

$$e^{-\gamma_1 \omega_o t} \gg e^{-\gamma_2 \omega_o t} \text{ и } \frac{1 + \gamma_1 \gamma_2}{\gamma_2 - \gamma_1} \approx \frac{1}{\gamma_2}; \quad (5.24)$$

$$e^{-t/T_1} \gg e^{-t/T_2}. \quad (5.25)$$

Постоянная времени затухания свободных составляющих момента равна:

$$T_1 = \frac{1}{\gamma_1 \Omega_o} = \frac{1}{(0.005 - 0.025) 314} = (0.1 - 0.6) c;$$

$$T_2 = \frac{1}{\gamma_2 \Omega_o} = \frac{1}{(0.4 - 1) 314} = (0.03 - 0.08) c.$$

С учётом (5.24) и (5.25) дифференциальное уравнение (5.23) примет вид:

$$M(t) = M_{II} \left[1 + e^{-t/T_2} - e^{-t/T_1} \left(\cos \Omega_o t + \frac{1}{\gamma_2} \sin \Omega_o t \right) \right]. \quad (5.26)$$

Согласно уравнению (5.26) момент электродвигателя в переходном процессе имеет три составляющих:

1. Установившийся $M_{уст} = M_{II}$;

2. Апероидический $M_a = M_{II} e^{-t/T_2}$;

3. Периодический или колебательный затухающий

$M_{кол} = M_{II} e^{-t/T_1} \left(\cos \Omega_o t + \frac{1}{\gamma_2} \sin \Omega_o t \right)$ с малым демпфированием e^{-t/T_1} , так как постоянная

времени T_1 имеет большие значения. Следовательно, с учётом вышеизложенного, передаточная функция электродвигателя приблизительно будет иметь следующий вид:

$$W_{AD}(p) = \frac{K_M}{(T_2 p + 1)(T_o^2 p^2 + 2\gamma_1 T_o p + 1)}, \quad (5.27)$$

где $K_M = M_{II} / U_{IH}$ - коэффициент передачи АД по моменту;

$T_2 = \left(\frac{x_1}{\omega_o} + \frac{x_2'}{\omega_o} \right) / (R_1 + R_2')$ - постоянная времени, характеризующая аperiodическую

составляющую момента (согласно схемы замещения определяются параметры АД: $T_o = 1/\omega_o$ - постоянная времени затухания периодической составляющей, определяемая частотой питающей сети).

С учётом малого демпфирования колебаний периодической составляющей ($\gamma \ll 1$), передаточную функцию АД можно представить в виде:

$$W_{AD}(p) = \frac{K_M}{(T_2 p + 1)(T_o^2 p^2 + 1)}. \quad (5.28)$$

Тиристорный преобразователь напряжения в большинстве случаев рассматривается как звено чистого запаздывания с передаточной функцией:

$$W_{ТПН}(p) = K_{II} e^{-\tau p}, \quad (5.29)$$

где $K_{II} = \Delta U_1 / \Delta U_{уп}$ - коэффициент усиления ТПН, принимаемый при угле нагрузки φ , определяемым по выражению (5.1) с учётом (5.2) и согласно рисунку 5.5 г, при $S=1$;

τ_{II} - постоянная времени чистого запаздывания преобразователя (при питании от сети переменного тока с частотой $f=50$ Гц $\tau_{II} = 1/6f = 0.0033$ с).

На основании линеаризации характеристик ТПН и АД получена структурная схема системы, приведённая на рисунок 5.10. Синтез системы проводится на основе ОМ. За малую некомпенсированную постоянную времени принимается T_2 и постоянная запаздывания ТПН $T_\mu = T_2 + \tau_{II}$. Действие постоянной времени T_o должно быть скомпенсировано. Следовательно передаточная функция регулятора момента будет:

$$W_{PM}(p) = \frac{1}{2T_\mu p} \frac{T_o^2 p^2 + 1}{K_{II} K_M K_{OM}} = \frac{T_o^2 p^2 + 1}{T_{II} p}, \quad (5.30)$$

где K_{OM} - коэффициент обратной связи по моменту;

$T_{II} = 2T_\mu K_{II} K_M K_{OM}$ - постоянная времени интегрирования.

Регулятор момента на основании (5.30) получается дифференциально-интегральным.

Однако такой регулятор не является помехозащитным и его следует дополнить фильтром низких частот с передаточной функцией

$$W_\phi(p) = \frac{1}{T_\phi^2 p^2 + 2\xi T_\phi p + 1}. \quad (5.31)$$

Тогда передаточная функция регулятора момента примет вид:

$$W'_{PM}(p) = \frac{T_o^2 p^2 + 1}{T_\phi^2 p^2 + 2\xi T_\phi p + 1} \cdot \frac{1}{T_\mu p}. \quad (5.32)$$

Для уменьшения влияния на быстродействие контура момента необходимо, чтобы $T_\phi = T_o/(2-3)$ а $\xi = 0.7$. С учётом постоянной времени фильтра

$$T_\mu = T_2 + T_\Pi + 2\xi T_\phi, \quad (5.33)$$

что составит примерно 0.006...0.016 с.

Следовательно, передаточная функция оптимизированного контура момента с учётом (5.30) и малого влияния фильтра получит вид:

$$W_{OKM}(p) = \frac{1}{[2T_\mu p(T_\mu p + 1) + 1]K_{OM}}. \quad (5.34)$$

В оптимизированном контуре скорости передаточная функция регулятора скорости должна иметь вид:

$$W_{PC}(p) = \frac{1}{2^2 T_\mu p + 1} \cdot \frac{Jp}{1} \cdot \frac{K_{OM}}{K_C} = \frac{JK_{OM}}{4T_\mu K_C}. \quad (5.35)$$

Регулятор скорости в данной системе можно принять пропорциональным. Передаточная функция оптимизированного замкнутого контура скорости:

$$W_{OKC}(p) = \frac{1}{\{4T_\mu p[2T_\mu p(T_\mu p + 1) + 1] + 1\}K_C}. \quad (5.36)$$

Использование на входе системы ТПН-АД задатчика интенсивности позволяет получить требуемое ускорение при пуске двигателя.

В асинхронном электроприводе вызывают определённые трудности измерения момента. Поэтому подобные системы электропривода выполняют одноконтурными с контуром скорости, структурная схема которой приведена на рисунке 5.11. В этом случае при оптимизации системы по задающему воздействию необходимо скомпенсировать действие преобразователя и двигателя (объекта регулирования контура скорости) с передаточной функцией

$$W'_{OB.KC}(p) = \frac{K_\Pi K_M}{(T_\mu p + 1)(T_o^2 p^2 + 1)Jp} \quad (5.37)$$

а передаточная функция регулятора скорости будет иметь вид

$$W'_{PC}(p) = \frac{1}{2T_\mu p} \cdot \frac{(T_o^2 p^2 + 1)Jp}{K_\Pi K_M} \cdot \frac{1}{K_C} = \frac{(T_o^2 p^2 + 1)J}{2T_\mu K_\Pi K_M K_C} \quad (5.38)$$

Регулятор скорости удобнее рассматривать пропорциональным звеном $K_{PC} = \frac{J}{(2T_\mu K_\Pi K_M K_C)}$ и с корректирующим звеном, имеющим передаточную функцию

$$W_K(p) = T_O^2 p + 1 . \quad (5.39)$$

Как правило, корректирующее звено реализуется на операционном усилителе. Однако реализованная передаточная функция 5.39 на этом усилителе не защищена от помех, так как при $p \rightarrow \infty$, $W_K(p) \rightarrow \infty$ высокочастотные сигналы не только свободно пропускаются таким звеном, но могут и усиливаться. Поэтому такое звено реализуется с передаточной функцией

$$W_K'(p) = \frac{T_O^2 p^2 + 1}{\frac{T_\mu^2}{2} p^2 + T_\mu p + 1} , \quad (5.40)$$

которая получит вид (5.39), если пренебречь в знаменателе членом второго порядка. Но звено с передаточной функцией (5.40) обладает свойствами по помехозащищённости.

Переходные процессы в одноконтурной системе имеют худшее качество по сравнению с двухконтурной – имеют более колебательный характер с большим перерегулированием и временем переходного процесса. Использование же датчика интенсивности позволяет обеспечить переходные процессы с заданным ускорением.

Таким образом, СУЭП ТПН-АД, оптимизированная как система с подчинённым регулированием координат при $\omega=0$ и $M=M_{П}$, не обеспечивает высокую точность регулирования скорости, как СУЭП постоянного тока, но за счёт простой структуры применяется для различных электроприводов к которым не предъявляются высоких требований по точности регулирования.

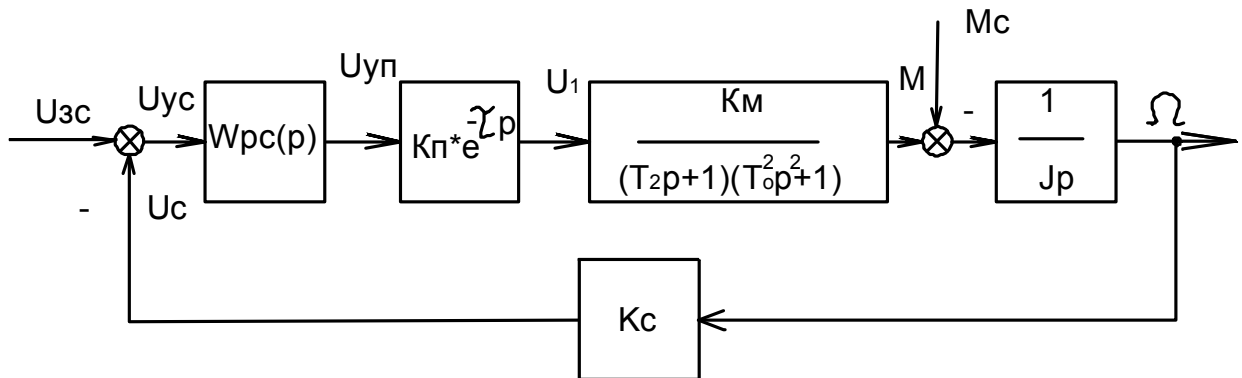


Рисунок 5.11 – Одноконтурная структурная схема СУЭП с АД

5.3 СУЭП асинхронного электропривода с преобразователями частоты

Основные положения

Преобразователи частоты получили широкое применение в электроприводе переменного тока в виде силового преобразовательного устройства. Они делятся на преобразователи частоты с промежуточным звеном постоянного тока и с непосредственной связью (НПЧ).

Наибольшими возможностями обладают преобразователи частоты с промежуточным звеном постоянного тока, позволяющие регулировать частоты в широких пределах от долей герца до нескольких тысяч герц, независимо от частоты питающей сети. Это является

основным преимуществом преобразователей с промежуточным звеном постоянного тока и в значительной степени определяет широкую область их применения.

Преобразователи частоты со звеном постоянного тока включает в себя управляемый выпрямитель (преобразователь напряжения UV), звено постоянного тока с фильтром L и C и автономный инвертор (преобразователь UZ) (рисунок 5.12 а).

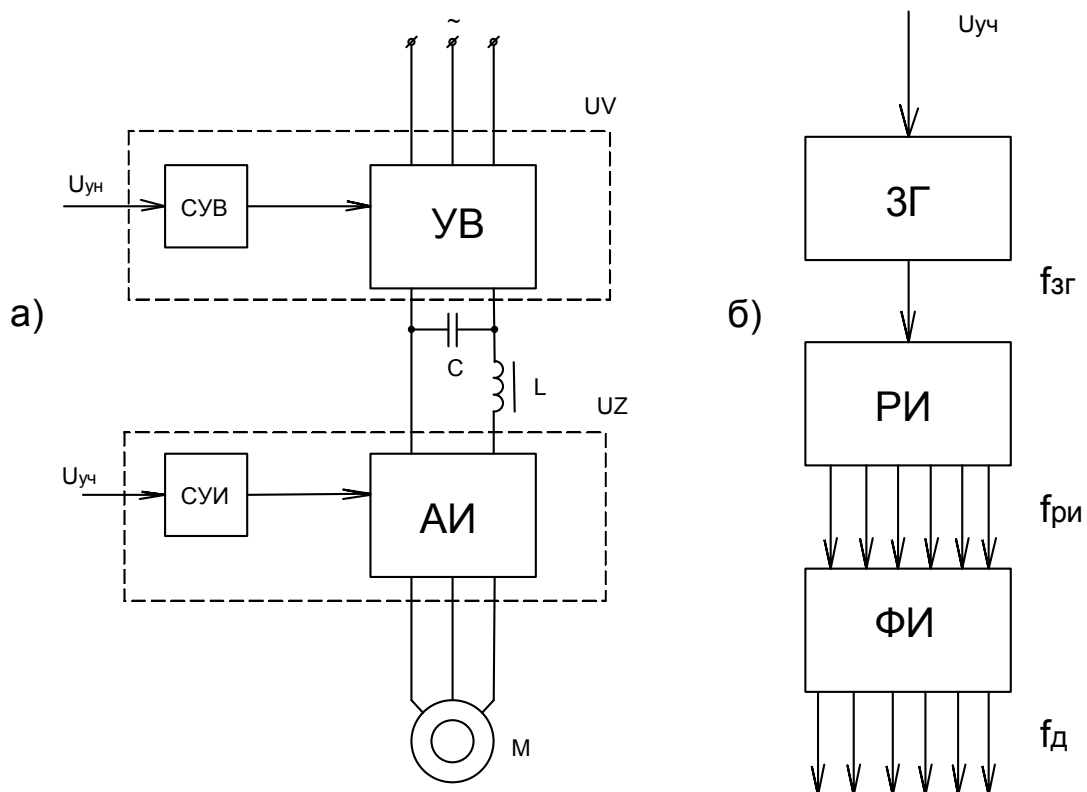


Рисунок 5.12 – Функциональная схема и схема управления преобразователя частоты со звеном постоянного тока

В качестве управляемого выпрямителя используется тиристорный выпрямитель с полностью управляемой трёхфазной мостовой схемой с системой импульсно-фазового управления СУВ. В установившемся режиме выпрямитель рассматривается как преобразователь напряжения с коэффициентом усиления

$$K_{пн} = E_{п} / U_{yn} , \quad (5.41)$$

где $E_{п}$, U_{yn} – ЭДС и напряжение управления преобразователя.

Автономный инвертор преобразует постоянное напряжение, обеспечиваемое выпрямителем, в переменное с регулируемой частотой. Он выполняется на тиристорах, включённых на трёхфазной мостовой схеме, с системой управления инвертором СУИ, в которую входят задающий генератор ЗГ, распределитель импульсов РИ (рисунок 5.12 б). Эти устройства безынерционные, поэтому инвертор характеризуется коэффициентом передачи напряжения управления инвертором $U_{yч}$ в частоту напряжения питания двигателя $f_{д}$:

$$K_{пч} = K_{зг} K_{ри} K_{фи} = \frac{f_{зг}}{U_{yч}} \cdot \frac{f_{ри}}{f_{зг}} \cdot \frac{f_{д}}{f_{ри}} = \frac{f_{д}}{U_{yч}} = \frac{1}{3} K_{зг} , \quad (5.42)$$

где $K_{ЗГ}$ – коэффициент передачи задающего генератора; $K_{рИ}=1/3$ – коэффициент передачи распределителя импульсов; $K_{ФИ}=1$ – коэффициент передачи формирователя импульсов; $f_{ЗГ}$, $f_{рИ}$ – частоты напряжений задающего генератора и распределителя импульсов.

Преобразователи частоты с непосредственной связью представляют собой реверсивный тиристорный преобразователь постоянного тока с нулевой схемой выпрямления и со специальной СИФУ, обеспечивающей регулирование напряжения с переменной частотой. Характерной особенностью НПЧ является низкая частота регулирования – 10...12 Гц для трёхфазных схем выпрямления и 15...20 Гц для шестифазных при частоте питающей сети 50 Гц, и относительно низкий коэффициент мощности.

Управление асинхронным электроприводом от преобразователя частоты с автономным инвертором напряжения

При регулировании скорости изменения частоты при постоянном напряжении питания ($U=Const$) изменяется магнитный поток двигателя. В номинальном режиме асинхронные двигатели работают с насыщенной магнитной системой, магнитный поток можно только уменьшать (частоту повышать) и регулировать скорость вверх от номинальной. Однако при этом уменьшается критический момент. При снижении частоты регулирование осуществляется по алгоритму $U/f = Const$ при $M_c=Const$. Магнитный поток при изменении нагрузки изменяется из-за изменения падения напряжения на активном и индуктивном сопротивлениях двигателя.

В связи с этим необходимо решать следующие задачи:

1. Стабилизация магнитного потока при изменении нагрузки. Это можно осуществить в замкнутой системе с отрицательной обратной связью по магнитному потоку с воздействием на напряжение двигателя. Такая система управления не обеспечивает широкого диапазона регулирования ($D=7...10$) из-за невысокой жёсткости механических характеристик, а измерение магнитного потока представляет трудности. В связи с этим стабилизация магнитного потока осуществляется косвенным образом: используются обратные связи по току, ЭДС, скорости, перепаду скорости и абсолютному скольжению.

2. Повышение жёсткости механических характеристик и увеличение диапазона регулирования. Это осуществляется замкнутой системой с отрицательной обратной связью по скорости с воздействием на частоту напряжения питания двигателя. Вместо обратной связи по скорости для стабилизации частоты (скорости) могут применяться также обратные связи по току, перепаду скорости и абсолютному скольжению, однако они менее эффективны, чем обратная связь по скорости.

Следовательно, если в СУЭП для стабилизации скорости применяется обратная связь по скорости, то её используют также для стабилизации магнитного потока. Недостатком такой схемы является необходимость двух задатчиков: задающих напряжений по напряжению $U_{ЗН}$ и по частоте $U_{ЗЧ}$. Учитывая функциональную зависимость $U_{ЗН}$ от $U_{ЗЧ}$ целесообразно в СУЭП использовать один задатчик частоты с $U_{ЗЧ}$, а $U_{ЗН}$ обеспечивается функциональным преобразователем в зависимости от $U_{ЗЧ}$. Функциональная и структурная схемы такой СУЭП приведены на рисунке 5.13 а, б. В системе используются два контура регулирования: контур регулирования на напряжения выпрямителя, обеспечивающий стабилизацию магнитного потока двигателя и контур регулирования частоты напряжения двигателя, стабилизирующий скорость двигателя, при изменении нагрузки. На основании схемы замещения фазы асинхронного двигателя имеем (рисунок 5.14):

$$\begin{aligned} U_1^* &= I_1(R_1 + jX_1 f^*) + E_1; \\ -E_2' &= I_2' \left(\frac{R_2'}{S_a} f + jX_2 f^* \right); \end{aligned} \quad (5.43)$$

где U_1 – первичное фазное напряжение при частоте f_1 ; $f_* = f_1/f_{1H}$ – относительная частота напряжения статора; $X_1 f_*, X_2 f_*, R_2'/S_a$ – сопротивления двигателя при частоте f ; $S_a = f_2/f_{1H} = (\omega_1 - \omega)/\omega_{1H}$ – абсолютное скольжение; E_1 – ЭДС двигателя, которая равна $E_1 = E_2' = I_\mu j X_\mu f_* = C_1 \Phi f_1 = 4,44 \cdot W_1 K_w \Phi f_k$. ЭДС двигателя с учётом рассеяния τ из выражения (5.43) имеем:

$$E_1 = E_2' = U_1 f_* \sqrt{\frac{A(S_a)}{B(f_*, S_a)}}, \quad (5.44)$$

где $A(S_a) = R_2'^2 + (X_2')^2 S_a^2$; $B(S_a, f_*) = (b^2 + c^2 f_*^2) S_a^2 + 2R_1 R_2' f_* S_a + (d^2 + e^2 f_*^2) R_2'^2$;
 $b_1 = R_1 / (1 + \tau)$; $c = X_\mu \tau$; $d = R_1 / X_\mu$; $e = 1 + \tau_1$; $\tau_1 = X_1 / X_\mu$; $\tau_2 = X_2' / X_\mu$; $\tau = \tau_1 + \tau_2 + \tau_1 \tau_2$.

Магнитный поток в воздушном зазоре с учётом, что $E_1 = C_1 f_1 \Phi$,

$$\Phi = \frac{E_1}{C_1 f_1} = \frac{U_1}{C_1 f_{1НОМ}} \cdot \sqrt{\frac{A(S_a)}{B(f_*, S_a)}}. \quad (5.45)$$

Ток статора

$$I_1 = U_1 \sqrt{\frac{C(S_a)}{B(f_*, S_a)}}, \quad (5.46)$$

где $C(S_a) = a^2 + (1 + \tau_2)^2 S_a^2$; $a = R_2' / x_\mu$.

Приведённый ток ротора

$$I_2' = U_1 \frac{S_a}{B(f_*, S_a)}. \quad (5.47)$$

Электромагнитный момент двигателя

$$M = \frac{m_1 U_1^2}{\omega_{1H}} \cdot \frac{R_2' S_a}{B(f_*, S_a)}. \quad (5.48)$$

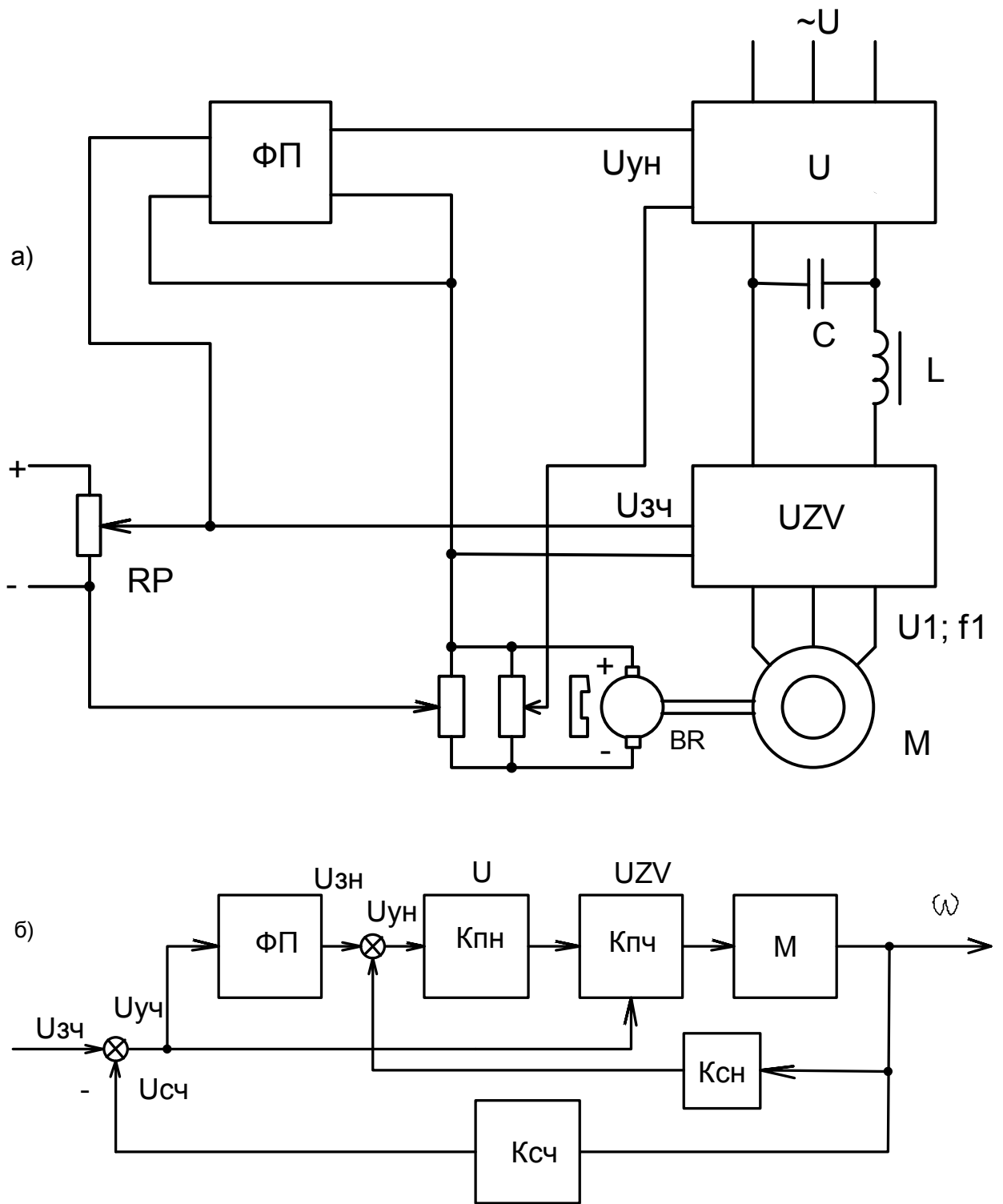


Рисунок 5.13 Функциональная и структурная схемы с одним задатчиком частоты

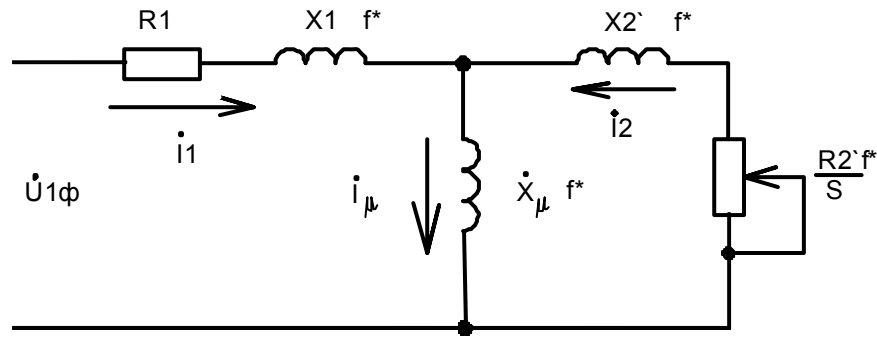


Рисунок 5.14 – Схема замещения фазы АД

Или с учётом (5.45):

$$M = \frac{m_1}{\omega_{1H}} \Phi^2 C_1^2 f_{1H}^2 \frac{R_2' S_a}{A(S_a)}, \quad (5.49)$$

где m_1 – число фаз обмоток статора.

Анализируя работу СУЭП (рисунок 5.13 а), запишем уравнения, характеризующие работу системы в режиме стабилизации магнитного потока двигателя:

$$\begin{aligned} U_{3H} - K_{CH} \omega &= U_{vH}; \\ U_{vH} K_{PH} &= U_{1H}; \\ U_1 K_\delta &= \Phi; \end{aligned} \quad (5.50)$$

где $K_\delta = [1/(C_1 f_{1H})] \cdot \sqrt{A(S_o)/B(f_*, S_a)}$ – коэффициент передачи двигателя (согласно 5.45).

Скорость двигателя определим согласно выражению $\omega = \omega_o - \Delta\omega = \frac{2\pi}{P_\Pi} f_1 - \Delta\omega$ или приведя к f_* и S_a найдём:

$$\omega = \frac{2\pi}{P_\Pi} f_{1H} \cdot f_* - \frac{\Delta\omega}{\omega_{1H}} = \omega_{1H} (f_* - S_a), \quad (5.51)$$

где $\frac{2\pi}{P_\Pi} f_{1H} = \omega_{1H}$; $\frac{\Delta\omega}{\omega_{1H}} = S_a$.

Решая систему уравнений (5.50) с учётом (5.51) находим магнитный поток двигателя:

$$\Phi = [U_{3H} - K_{CH} \omega_{1H} (f_* - S_a)] K_{PH} K_\delta = \frac{1}{C_1 f_{1H}} [U_{3H} K_{PH} - K_H (f_* - S_a)] \cdot \sqrt{\frac{A(S_a)}{B(f_*, S_a)}}, \quad (5.52)$$

где $K_H = K_{CH} K_{PH} \omega_{1H}$ – коэффициент усиления системы по контуру напряжения.

Задающее напряжение U_{3H} определяем при идеальном холостом ходе двигателя на основании:

$$\Phi_o(f_*, S_a = 0) = \Phi_{o1} = Const. \quad (5.53)$$

Учитывая, что при $S_a=0$, (согласно 5.44) имеем:

$$\sqrt{\frac{A(0)}{B(f_*,0)}} = \frac{R_2'^2}{\sqrt{d^2 + e^2 f_*^2} \cdot R_2'^2} = \frac{1}{\sqrt{d^2 + e^2 f_*^2}}, \quad (5.54)$$

можно определить магнитный поток при $S_a=0$ из выражения (5.52):

$$\Phi_\delta(f_*,0) = \frac{1}{C_1 f_{1H}} \cdot \frac{U_{3H} K_{ПН} - K_H f_*}{\sqrt{d^2 + e^2 f_*^2}}, \quad (5.55)$$

и при $S_a=0$, f_1 магнитный поток можно определить из выражения:

$$\Phi_{01}(f_{1H},0) = \frac{U_{1H}}{C_1 f_{1H}} \cdot \frac{1}{\sqrt{d^2 + e^2}}. \quad (5.56)$$

Учитывая выражение (5.53) можно записать:

$$\frac{1}{C_1 f_{1H}} \frac{(U_{3H} K_{ПН} - K_H f_*)}{\sqrt{d^2 + e^2 f_*^2}} = \frac{U_{1H}}{C_1 f_{1H}} \frac{1}{\sqrt{d^2 + e^2}}, \quad (5.57)$$

откуда получим задающее напряжение контура напряжения:

$$U_{3H} = \frac{U_{1H}}{K_{ПН}} \frac{\sqrt{d^2 + e^2 f_*^2}}{\sqrt{d^2 + e^2}} + \frac{K_H}{K_{ПН}} f_* \quad (5.58)$$

Коэффициент усиления системы по контуру напряжения K_H определим из заданного (требуемого) статизма стабилизации магнитного потока. Подставляя U_{3H} из (5.58) в (5.52) получим:

$$\Phi(f_*, S_a) = \frac{1}{C_1 f_{1H}} \left(U_{1H} \sqrt{\frac{d^2 + e^2 f_*^2}{d^2 + e^2}} + K_H S_a \right) \sqrt{\frac{A(S_a)}{B(f_*, S_a)}}. \quad (5.59)$$

Статизм магнитного потока:

$$\delta = \frac{\Delta\Phi}{\Phi_{01}} = \frac{\Phi_{01} - \Phi}{\Phi_{01}} = 1 - \frac{\Phi}{\Phi_{01}} = 1 - \frac{\left(U_{1H} \sqrt{\frac{d^2 + e^2 f_*^2}{d^2 + e^2}} + K_H S_a \right) \sqrt{\frac{A(S_a)}{B(f_*, S_a)}}}{\frac{U_{1H}}{C_1 f_{1H}} \frac{1}{\sqrt{d^2 + e^2}}}. \quad (5.60)$$

Из полученного выражения получаем необходимое значение коэффициента усиления:

$$K_{H,ТРЕБ} = \frac{U_{1H}}{S_a \sqrt{d^2 + e^2}} \left[(1 - \delta_{ТРЕБ}) \sqrt{\frac{B(f_*, S_a)}{A(S_a)}} - \sqrt{d^2 + e^2 f_*^2} \right]. \quad (5.61)$$

Коэффициент усиления $K_H(f^*, S_a)$ представляет сложную нелинейную зависимость от частоты и скольжения, поэтому значение $K_{H.ТРЕБ}$ можно найти по $\delta_{з.д.}$ только при определённых требуемых значениях f и S_a для конкретного двигателя, зная его параметры. Для этого строятся зависимости приведённого коэффициента усиления $K_{ПЧ} = K_H / U_{1H}$ по выражению (5.61) для абсолютно жёсткой характеристики магнитного потока при $\delta = 0$, когда $\Phi_o f^* = \Phi_{o1} = Const$. По найденному значению $K_{H.ТРЕБ}$ определяем коэффициент обратной связи по скорости:

$$K_{CH} = K_{H.ТРЕБ} / K_{ПЧ} \omega_{1H} . \quad (5.62)$$

Анализ характеристик (построенных для различных асинхронных двигателей), проведённый в различных источниках показывает, что отрицательная обратная связь по скорости не позволяет точно стабилизировать магнитный поток. Полученный статизм лежит в пределах $\delta_{МАХ} = 0,12 \dots 0,18$, что вполне приемлемо.

Для анализа контура скорости запишем уравнения, описывающие работу СУЭП в режиме стабилизации скорости двигателя:

$$\begin{cases} U_{3ч} - K_{Cч} \omega = U_{yч}; \\ U_{yч} K_{ПЧ} = f_1 = f_{1H} f^*; \\ (f^* - S_a) \omega_{1H} = \omega. \end{cases} \quad (5.63)$$

Согласно (5.63) в структурной схеме системы (рисунок 5.13) добавляется контур скорости. Решив уравнения (5.63):

$$[U_{3ч} - K_{Cч} \omega_{1H} (f^* - S_a)] K_{ПЧ} = f^* f_{1H} , \quad (5.64)$$

получим относительную величину частоты:

$$f^* = \frac{U_{3ч} \frac{K_{ПЧ}}{f_{1H}}}{1 + K_{ч}} + \frac{K_{ч}}{1 + K_{ч}} S , \quad (5.65)$$

где $K_{ч} = K_{Cч} \omega_{1H} \frac{K_{ПЧ}}{f_{1H}}$ - коэффициент усиления системы по каналу частоты.

Задающее напряжение по каналу частоты определим из режима холостого хода при $S_a = 0$, когда:

$$f_{*0} = \frac{U_{3ч} \frac{K_{ПЧ}}{f_{1H}}}{1 + K_{ПЧ}} , \text{ откуда получим:}$$

$$U_{3ч} = \frac{f_{*0} (1 + K_{ч}) f_{1H}}{K_{ПЧ}} . \quad (5.66)$$

Коэффициент усиления по каналу частоты определяется из требуемого значения статизма скорости. Подставив значения $U_{3ч}$ из (5.66) в (5.65), получим частоту напряжения, питающего двигатель:

$$f_* = \frac{f_{*O}(1+K_q)f_{1H}K_{ПЧ}}{1+K_q} + \frac{K_q}{1+K_q}S_a = f_{*O} + \frac{K_q}{1+K_q}S_a. \quad (5.67)$$

Скорость идеального холостого хода:

$$\omega_{1,O} = \omega_{1,f_*} = \omega_{1H}(f_{*O} - 0) = \omega_{1H}f_{*O}. \quad (5.68)$$

Текущее значение скорости с учётом (5.60):

$$\omega = \omega_{1,O}(f_* - S_a) = \omega_{1H}\left(f_{*O} + \frac{K_q}{1+K_q}S_a - S_a\right) = \omega_{1H}\left(f_{*O} - \frac{S_a}{1+K_q}\right). \quad (5.69)$$

Статизм механической характеристики:

$$\delta = \frac{\Delta\omega}{\omega_{1,O}} = \frac{\omega_{1,O} - \omega}{\omega_{1,O}} = 1 - \frac{\omega}{\omega_{1,O}} = 1 - \frac{\omega_{1H}(f_{*O} - S_a/(1+K_q))}{\omega_{1H}f_{*O}} = \frac{S_a}{f_{*O}(1+K_q)}. \quad (5.70)$$

Отсюда определим требуемый коэффициент усиления системы по каналу частоты:

$$K_{ч.ТРЕБ} = \frac{S_a}{f_{*O}\delta_{ЗД}} - 1. \quad (5.71)$$

Учитывая, что:

$$f_{*O} = \frac{f_{1,O}}{f_{1H}} = \frac{\frac{2\pi}{P_{\Pi}}f_{1,O}}{\frac{2\pi}{P_{\Pi}}f_{1,H}} = \frac{\omega_{1,O}}{\omega_{1,H}}, \quad (5.72)$$

и

$$\frac{S_a}{f_{*O}} = \frac{\omega_{1H} - \omega}{\omega_{1H}} \frac{\omega_{1H}}{\omega_{1,O}} = \frac{\omega_{1H} - \omega}{\omega_{1,O}} = \delta_{РАЗ}, \quad (5.73)$$

получим:

$$K_{ч.ТРЕБ} = \delta_{РАЗ}/\delta_{ЗД} - 1. \quad (5.74)$$

Коэффициент обратной связи по скорости:

$$K_{СЧ} = \frac{K_{ч.ТРЕБ}}{\omega_{1H} \frac{K_{ПЧ}}{f_{1H}}} = \frac{f_{1H}}{\omega_{1H}} \frac{K_{ч.ТРЕБ}}{K_{ПЧ}}. \quad (5.75)$$

Характеристику функционального преобразователя определим из (5.65) в которое подставим значение:

$$f_* = U_{УЧ}K_{ПЧ}/f_{1,H},$$

полученное из системы уравнений (5.63).

Следовательно:

$$U_{3H} = \frac{U_{1H}}{K_{PH}} \sqrt{\frac{d^2 + e^2 f_*^2}{d^2 + e^2}} + \frac{K_H}{K_{PH}} \frac{U_{yч} K_{PH}}{f_{1H}} = U_o + K_{\Phi\P} U_{yч}, \quad (5.76)$$

где $U_o = \frac{U_{1H}}{K_{PH}} \sqrt{\frac{d^2 + e^2 f_*^2}{d^2 + e^2}}$; $K_{\Phi\P} = \frac{K_H}{K_{PH}} \frac{K_{PH}}{f_{1H}} = K_{CH} K_{PY} \frac{\omega_{1H}}{f_{1H}}$.

Характеристика функционального преобразователя приведена на рисунке 5.15.

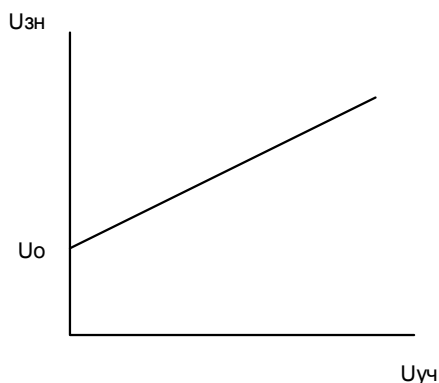


Рисунок 5.15 – Характеристика функционального преобразователя

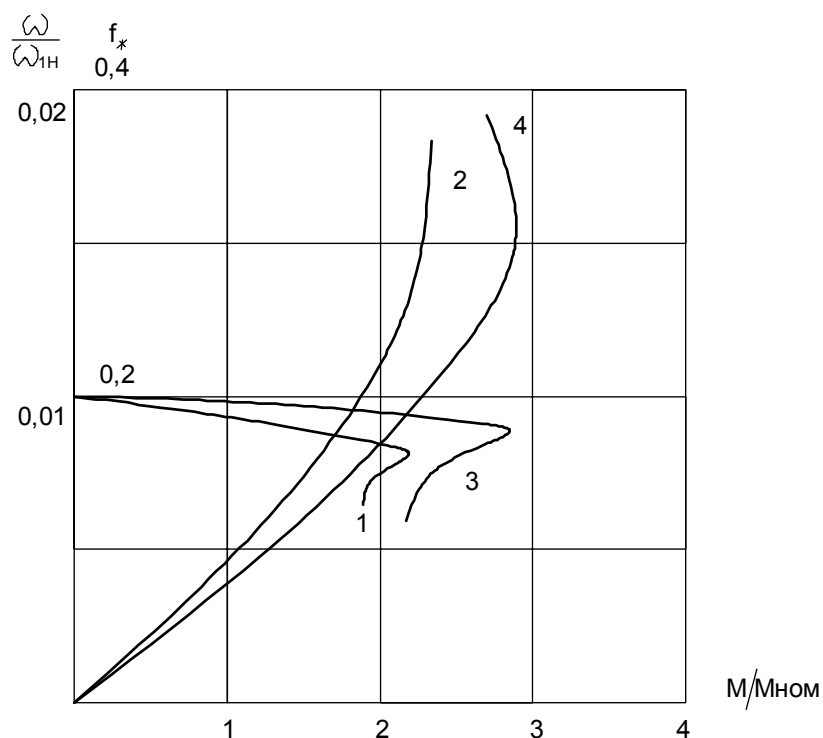


Рисунок 5.16 – Характеристики момента и частоты при идеальной стабилизации магнитного потока

Уравнение механических характеристик получим из выражения (5.49) путём подстановки величины магнитного потока из (5.52) и заменяя U_{3H} в соответствии с характеристикой функционального преобразователя (5.76), получим:

$$M = \frac{m_1}{\omega_{1H}} [(U_o + K_{\phi\Pi} U_{3ч}) - K(f_* - S_a)]^2 \frac{R_2' S_a}{B(f_*, S_a)}. \quad (5.77)$$

В качестве примера, механическая характеристика в относительных значениях ω/ω_1 в функции M/M_H для серийного двигателя (А42-6) рассчитанная по выражению (5.77) для нижней скорости при диапазоне регулирования $D=1 \dots 400$ приведена на рис. 5.16 (кривая 1). Стабилизация скорости при увеличении нагрузки обеспечивается за счёт повышения частоты f_* (кривая 2). Анализ показывает, что при изменении момента нагрузки от нуля до M_H точность стабилизации скорости составляет $\delta = \Delta\omega/\omega_o = 0.06$, т.е. 6%. На рис. 5.16 приведены характеристики момента 3 и частоты 4 при идеальной стабилизации магнитного потока, осуществляется двухконтурной системой электропривода с обратной связью по магнитному потоку при $K_H \rightarrow \infty$. Такая СУЭП позволяет обеспечить поддержание точности стабилизации скорости до 3% ($\delta = 0.03$). Анализ результатов показывает, что отрицательная обратная связь по скорости в контуре стабилизации напряжения в некоторой степени снижает критический момент по сравнению с идеальной связью по магнитному потоку, однако позволяет совместно с контуром частоты обеспечить достаточно высокую жёсткость механических характеристик и высокий диапазон регулирования скорости.

Для обеспечения пуска в рассмотренной СУЭП в неё вводятся обратные связи, стабилизирующие момент двигателя и создающие требуемый закон нарастания частоты напряжения питания двигателя. Такими связями являются – положительная связь по скорости или положительная связь по току статора. Они обеспечивают стабилизацию потокосцепления статора и магнитного потока двигателя в переходном процессе. В установившемся режиме такая связь должна быть отключена. Следовательно они являются нелинейными или задержанными. Функциональная схема трёхконтурной системы приведена на рисунке 5.17 а, где использованы операционные суммирующие усилители А1-А3. В СУЭП используется ограничение сигнала управления $U_{уч,огр} = U_{уч,MAX}$ создаваемое стабилизаторами V1, V2 в цепи обратной связи усилителя А1.

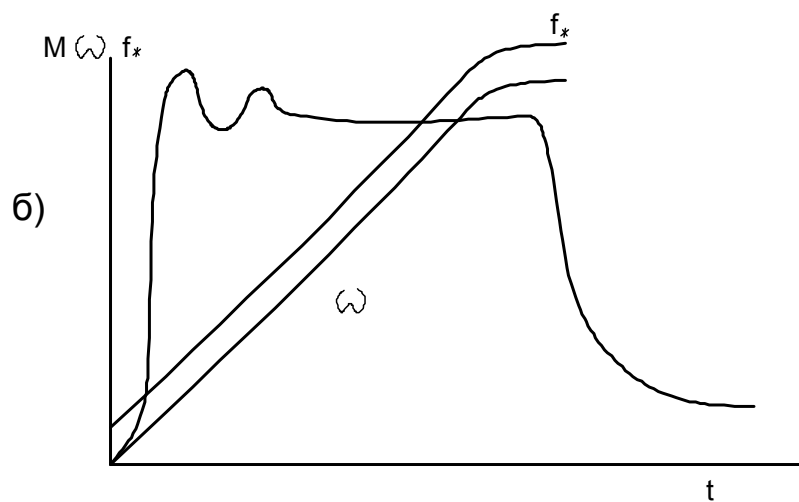
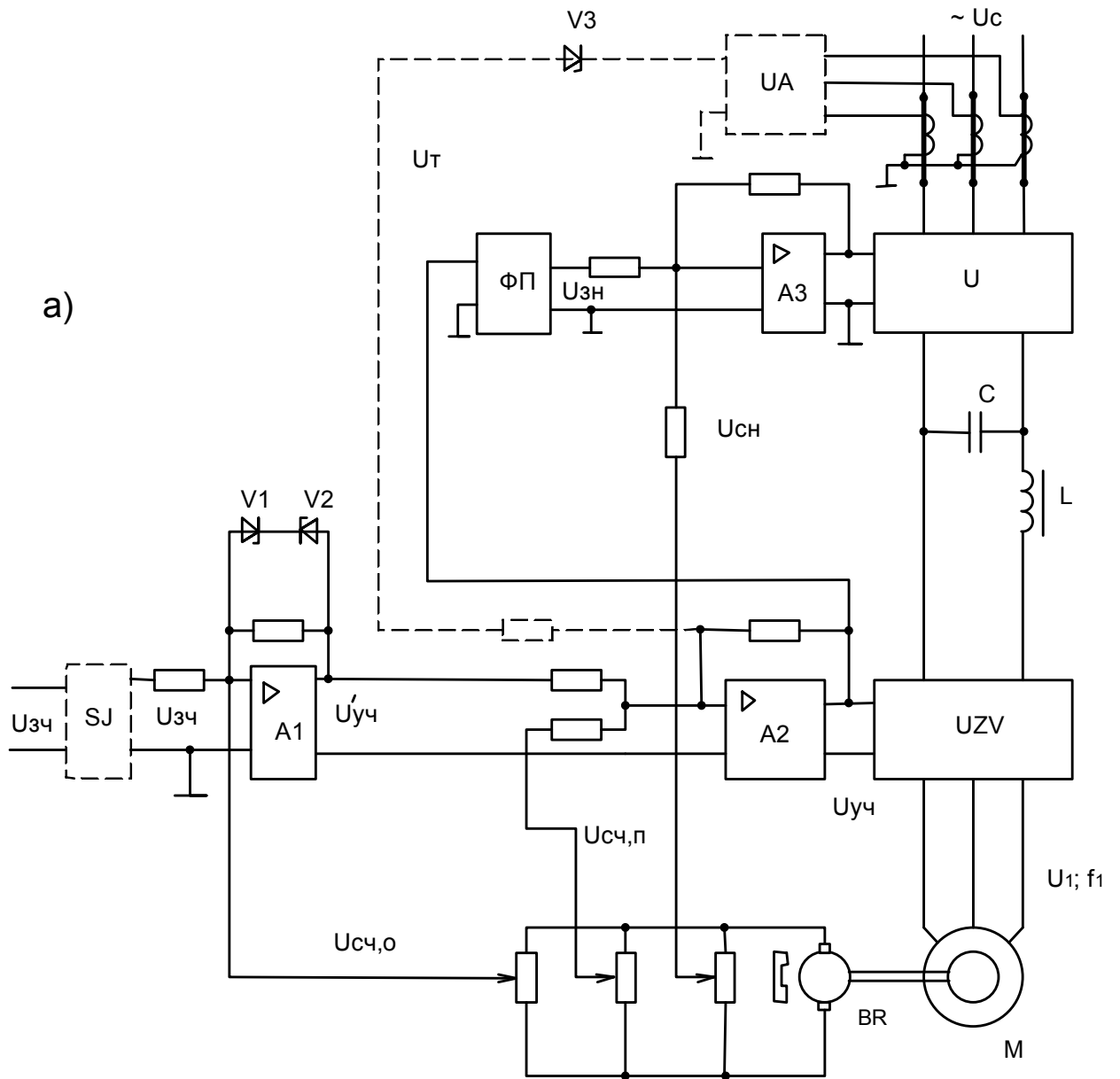


Рисунок 5.17 - Функциональная схема и графики переходного процесса момента и скорости при пуске двигателя в трёхконтурной системе ТПЧ-АД

Следовательно, при пуске двигателя, когда $(U_{3ч} - K_{сч,о}\omega)K_{y1} > U'_{y2,огр}$ отрицательная связь с коэффициентом $K_{сч,о}$ в канале частоты отключена и действует только положительная связь по скорости с коэффициентом $K_{сч,п}$. Уравнения, характеризующие работу системы в режиме стабилизации момента двигателя будут иметь следующий вид:

$$\begin{cases} U_{yч} = U_{3,м} + K_{сч,п}\omega; \\ U_{yч}K_q = \omega_{оэл}, \end{cases} \quad (5.78)$$

где $U_{3,м} = U'_{yч,огр}$ - задающее напряжение по моменту двигателя;

$\omega_{оэл} = 2\pi f_1$ - угловая частота напряжения сети.

Момент динамической характеристики асинхронного электродвигателя имеет вид:

$$M = \beta P_{п}(\omega_{оэл} - \omega) - T_{э} \frac{dM}{dt}, \quad (5.79)$$

где β - жёсткость механической характеристики;

$P_{п}$ - число пар полюсов двигателя;

$T_{э} = 1/(\omega_{оэл}S_{ак})$ - электромагнитная постоянная времени.

Решая уравнения (5.78) относительно $\omega_{оэл}$ и подставив в (5.79), получим:

$$M + T_{э} \frac{dM}{dt} = \beta P_{п} [K_q U_{3,м} + (K_q K_{сч,п} - 1)\omega]. \quad (5.80)$$

Выбор величины коэффициента положительной обратной связи по скорости производится из условия (5.80):

$$K_q K_{сч,п} - 1 = 0, \quad (5.81)$$

Откуда:

$$K_{сч,п} = 1/K_q. \quad (5.82)$$

Тогда:

$$M + T_{э} \frac{dM}{dt} = K_M U_{3,м}, \quad (5.83)$$

где $K_M = \beta P_{п} K_q$.

Примерные графики переходного процесса приведены на рис. 5.17 б. Положительная обратная связь по скорости обеспечивая $M = \text{Const}$, формирует линейное нарастание частоты и пуск двигателя с постоянным ускорением. Использование положительной обратной связи по скорости для стабилизации момента двигателя в переходном режиме не позволяет точно стабилизировать момент, изменяющийся при различных изменениях параметров двигателя и преобразователя, из-за отсутствия его контроля. Для контроля момента в СУЭП используют задержанную отрицательную обратную связь по току статора, обеспечивающую стабилизацию тока и абсолютного скольжения $S_a = (\omega_{о1} - \Delta\omega)/\omega_{о1}$, т.е. $\Delta\omega$ стабилизирует момент. На рисунке 5.17 а связь с датчиком тока УА показана пунктирной линией. В такой системе в переходном режиме:

$$\omega = (U_{3M} - K_T i_1 + K_{CЧ,П} \omega) K_{ПЧ}. \quad (5.84)$$

Величина коэффициента обратной связи по току K_T определим из условия

$$U_{3M} - K_T I_{1,3} = K_{ПЧ} \Delta \omega_3, \quad (5.85)$$

где $I_{1,3}$, $\Delta \omega_3$ - заданные значения стабилизации тока статора и абсолютного скольжения при $\omega_1 = \omega + \Delta \omega$.

Откуда имеем

$$K_T = \frac{U_{3M} - K_{ПЧ} \Delta \omega_3}{I_{1,3}}. \quad (5.86)$$

При появлении погрешностей абсолютного скольжения $(\omega + \Delta \omega_3)$ и коэффициентов усиления и обратной связи $\Delta(K_{ПЧ} K_{CЧ,П})$ из-за нестабильности элементов и других воздействий, отклонение абсолютного скольжения при пуске двигателя составит:

$$\Delta(\Delta \omega) = (\omega + \Delta \omega_3) \Delta(K_{ПЧ} K_{CЧ,П}) - [K_T K_{CЧ,П} + \Delta(K_T K_{CЧ,П})] \Delta i_1. \quad (5.87)$$

Из полученного выражения (5.87) следует, что при отклонении на Δi_1 автоматически корректируется абсолютное скольжение, что проще видно при идеальной стабильности элементов $\Delta(K_{ПЧ} K_{CЧ,П}) = 0$ и $\Delta(K_T K_{CЧ,П}) = 0$, т.е. изменение тока статора подкорректирует величину абсолютного скольжения:

$$\Delta(\Delta \omega) = -K_T K_{CЧ,П} \Delta i_1. \quad (5.88)$$

Выбор заданного значения абсолютного скольжения $\Delta \omega_3$ осуществляется из (5.49) и (5.46) при допустимых значениях момента, магнитного потока и тока статора по значению абсолютного скольжения S_a , определяемого по условию стабилизации магнитного потока контуром напряжения.

Формирование требуемых переходных процессов в таких системах довольно просто осуществляется с помощью задатчика интенсивности SJ, который формирует требуемый закон изменения $U_{3ч}$ и соответственно частоты и скорости (рисунок 5.17 а, б).

Управление асинхронным электроприводом от преобразователя частоты с автономным инвертором тока

СУЭП переменного тока с асинхронным двигателем также можно выполнить на преобразователях частоты с автономным инвертором тока. Такие системы получаются несколько проще, чем с инверторами напряжения. В этом случае несколько проще осуществляется стабилизация момента, пропорционального току, как в СУЭП постоянного тока. Эти системы называют системами с частотно-токовым управлением. Управление осуществляется путём задания тока статора на выпрямитель и частоты напряжения питания на автономный инвертор тока (АИТ). Управление основывается на пропорциональности момента и магнитного потока току статора I_1 и абсолютному скольжению S_a :

$$M = \frac{m_1 I_1}{\omega_{OH}} \frac{R_2' S_a}{C(S_a)} ; \quad (5.89)$$

$$\Phi = \frac{1}{C_1 f_{1H}} I_1 \sqrt{\frac{A(S_a)}{C(S_a)}}. \quad (5.90)$$

Из выражений (5.89) и (5.90) следует, что стабилизация момента и магнитного потока в таких системах может осуществляться за счёт стабилизации тока статора и абсолютного скольжения. На рис. 5.18 приведена функциональная схема СУЭП с частотно-токовым управлением. Она имеет два канала регулирования: канал регулирования тока статора с воздействием на выпрямитель U , обеспечивающий задание с стабилизацию магнитного потока и канал регулирования частоты с воздействием на АИТ (UZA), обеспечивающий задание и стабилизацию скорости двигателя. В системе имеется три контура: контур регулирования тока статора и контуры регулирования скорости и абсолютного скольжения.

В установившемся режиме работы двигателя при изменении нагрузки на его валу осуществляется стабилизация магнитного потока и скорости двигателя. Стабилизация магнитного потока производится каналом регулирования тока статора за счёт отрицательной обратной связи по току статора, снимаемого с датчика тока U_A . Сигнал по току статора может сниматься пропорционально току после звена постоянного тока и пропорционально току статора двигателя (рисунок 5.18). Измерение тока в звене постоянного тока требует меньшей фильтрации сигнала обратной связи по току, но в меньшей степени отражает ток статора двигателя. Непосредственное измерение тока статора труднее и требует большой фильтрации выходного сигнала датчика. Управляемый выпрямитель с обратной связью по току работает в режиме стабилизации тока и вместе с АИТ представляет собой источник тока. В этом случае при управлении выпрямителем сигналом U_{3T} он обеспечивает такое выходное напряжение, при котором ток нагрузки выпрямителя (ток статора) остаётся постоянным. Задание значения тока статора в виде сигнала U_{3T} обеспечивается функциональным преобразователем (ФП) в функции абсолютного скольжения.

Характеристику функционального преобразователя $I_1 = f(S_a)$ найдём из выражения (5.90), определив ток статора в зависимости от S_a при постоянном значении магнитного потока:

$$I_1 = C_1 f_{1H} \Phi \sqrt{\frac{C(S_a)}{A(S_a)}}. \quad (5.91)$$

При идеальном холостом ходе ($S_a=0$) с учётом значений $C(0)$ и $A(0)$ из выражений (5.44) и (5.46) получим ток холостого хода:

$$I_{1XX} = \frac{C_1 f_{1H}}{X_\mu} \Phi. \quad (5.92)$$

Подставив (5.92) в (5.91) получим функциональную зависимость между током статора и абсолютным скольжением:

$$I_1 = I_{1XX} X_\mu \sqrt{\frac{C(S_a)}{A(S_a)}}. \quad (5.93)$$

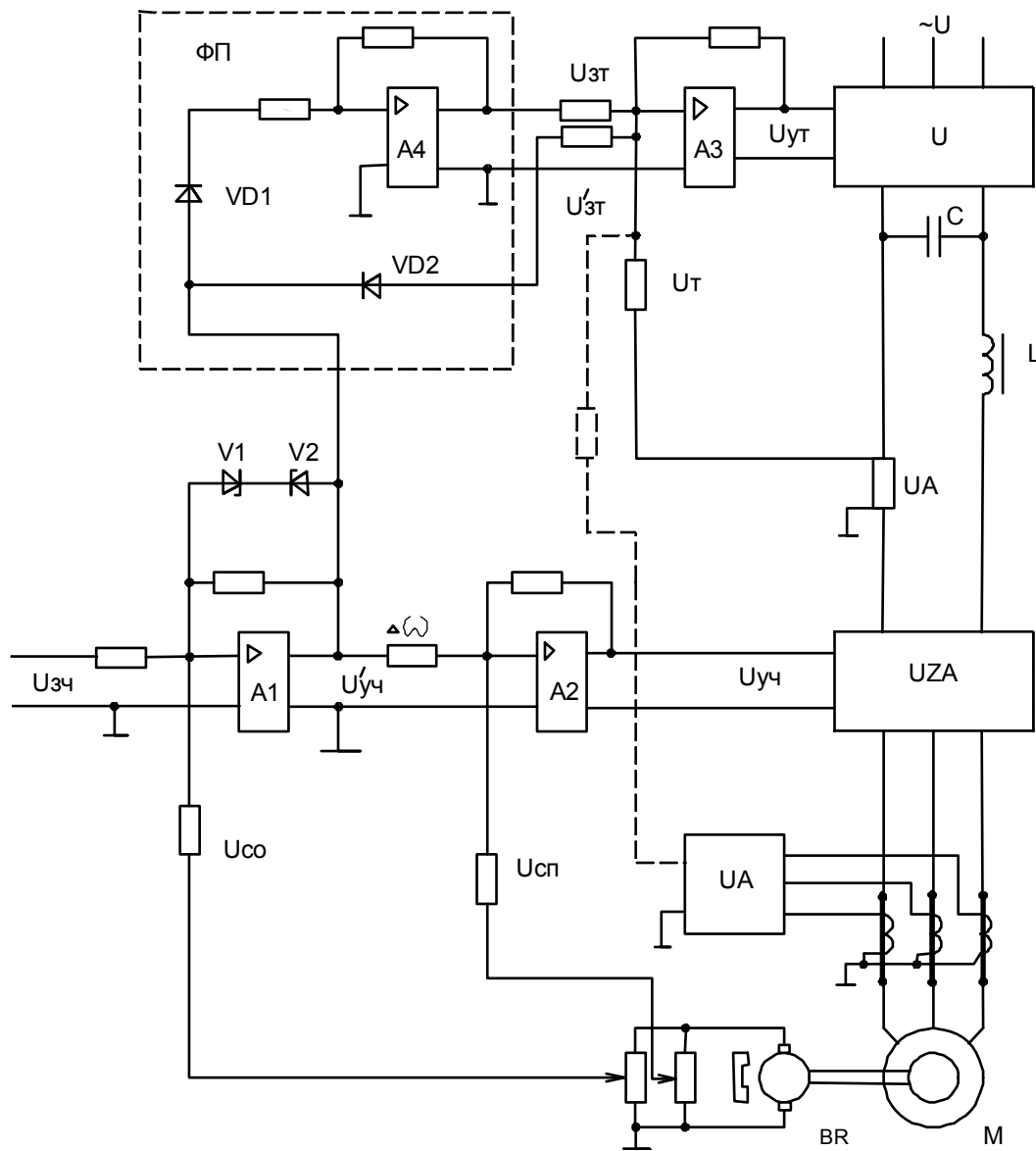


Рисунок 5.18 – Функциональная схема СУЭП с частотно-токовым управлением

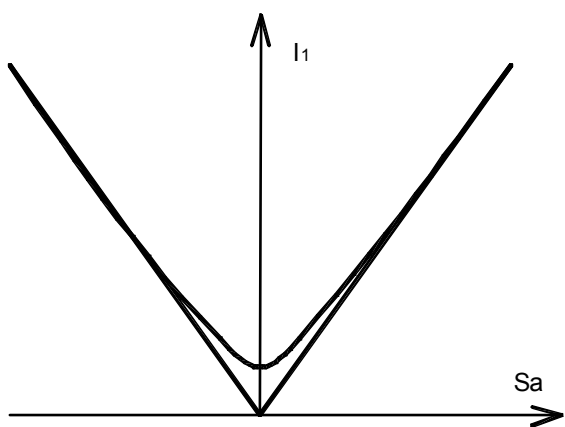


Рисунок 5.19 - Характеристика функционального преобразователя

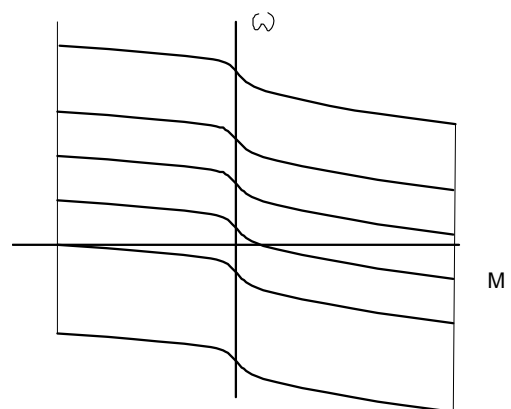


Рисунок 5.20 - Механические характеристики СУЭП с АИТ

Характеристика функционального преобразователя $I_1 = f(S_a)$ представляет собой нелинейную зависимость, полученную при постоянном номинальном магнитном потоке двигателя. Как правило при выполнении функционального преобразователя для простоты осуществляют линейную аппроксимацию полученной зависимости. В связи с этим характеристика функционального преобразователя (ФП) представляет прямую линию (рисунок 5.19), описываемую уравнением:

$$U_{3T} = K_{\Phi\Pi}(\pm S_a), \quad (5.94)$$

где $K_{\Phi\Pi}$ – коэффициент передачи ФП. Для обеспечения симметричной зависимости $U_{3T} = f(\pm S_a)$ выделяется модуль U_{3T} с помощью диодов VD1, VD2.

Контур стабилизации магнитного потока в установившемся режиме описывается уравнениями (согласно схеме рисунок 5.18):

$$\begin{cases} U_{3T} - K_T I_1 = U_{дт}; \\ U_{дт} K_{\Pi T} = I_1; \\ I_1 K'_д = \Phi, \end{cases} \quad (5.95)$$

где $K'_д = \frac{\sqrt{A(S_a)/C(S_a)}}{C_1 f_{1H}}$ – коэффициент передачи двигателя по току; решая систему уравнений (5.95) получим магнитный поток двигателя:

$$\Phi = \frac{U_{3T} K_{\Pi T} K'_д}{1 + K_T K_{\Pi T}}. \quad (5.96)$$

Задающее напряжение определяется при идеальном холостом ходе при $S_a=0$ и магнитный поток при $A(0)$ и $C(0)$ равен:

$$\Phi_0 = \frac{1}{C_1 f_{1H}} \sqrt{\frac{(R'_2)^2}{(R'_2)^2 / X_\mu^2}} \cdot \frac{K_{\Pi T} K_{3T}}{1 + K_{\Pi T} K_T} = \frac{X_\mu}{C_1 f_{1H}} \frac{K_{\Pi T} U_{3T}}{1 + K_{\Pi T} K_T}, \quad (5.97)$$

а задающее напряжение:

$$U_{3T} = \Phi_0 \frac{C_1 f_{1H}}{X_\mu} \frac{(1 + K_{\Pi T} K_T)}{K_{\Pi T}}. \quad (5.98)$$

После подстановки (5.98) в (5.96) получим магнитный поток с учётом $K'_д$:

$$\Phi = \Phi_0 \frac{C_1 f_{1H}}{X_\mu} \frac{K_{\Pi T}}{1 + K_T K_{\Pi T}} \frac{\sqrt{A(S_a)}}{C_1 f_{1H}} \frac{1 + K_T K_{\Pi T}}{K_{\Pi T}} = \frac{\Phi_0}{X_\mu} \sqrt{\frac{A(S_a)}{C(S_a)}}. \quad (5.99)$$

Из полученного выражения следует что магнитный поток Φ независимо от K_T и $K_{\Pi T}$, а следовательно величину K_T можно определить из (5.98) задаваясь значением U_{3T} и зная $K_{\Pi T}$:

$$K_T = U_{3T} \frac{X_\mu}{\Phi_0 C_1 f_{1H}} - \frac{1}{K_{ПТ}}. \quad (5.100)$$

Стабилизация скорости в системе АИТ происходит при $(U_{3ч} - K_{сч,о}\omega)K_{v1} < U'_{уч,огр}$ так же как и в системе с АИН. Механические характеристики с АИТ приведённые на рисунке 5.20 и имеют два участка – стабилизация скорости 1 и момента 2.

В переходном процессе при пуске двигателя работают два контура: контур стабилизации тока статора и контур стабилизации абсолютного скольжения, что обеспечивает стабилизацию момента двигателя согласно выражению (5.89). Стабилизация абсолютного скольжения осуществляется с помощью положительной обратной связи по скорости. Отрицательная обратная связь по скорости в это время отключена в связи с пробоем стабилизаторов V1 и V2, так как $(U_{3ч} - K_{сч,о}\omega)K_{v1} > U'_{уч,огр}$ работа контура аналогична как в системе с АИН.

Формирование переходных процессов в системе ТПЧ-АД можно осуществлять и с помощью последовательной коррекции в системах подчинённого регулирования координат. Как правило, создаются двухконтурные системы управления электроприводом с контуром напряжения в ТПЧ с АИН и с контуром тока в ТПЧ с АИТ, стабилизирующими магнитный поток и контуром скорости, стабилизирующим скорость.

5.4 СУЭП с асинхронным двигателем в каскадных схемах.

Каскадные схемы включения асинхронных электродвигателей с фазным ротором позволяют полезно использовать энергию скольжения. Как правило, для повышения жесткости механических характеристик, увеличения диапазона регулирования и улучшения динамических свойств систем электропривода используются замкнутые каскадные схемы с жесткими обратными связями по скорости или напряжению и току. Электрические вентильно-машинные каскады в настоящее время применяются сравнительно редко.

Наиболее простыми и распространенными являются схемы, выполненные по схемам асинхронно-вентильного каскада (АВК). В этих схемах ток ротора двигателя выпрямляется трехфазным мостовым выпрямителем и в цепь выпрямленного тока вводится добавочная ЭДС. В качестве источника добавочной ЭДС используется тиристорный преобразователь – инвертор.

Функциональная схема АВК приведена на рис. 5.21. Она содержит асинхронный электродвигатель с фазным ротором М, вентильные преобразователи: выпрямитель U, инвертор UZ, сетевой (согласующий) трансформатор Т. Для сглаживания выпрямленного тока в цепь включен реактор L. Управляющим элементом схемы является инвертор, управляемый системой импульсно-фазового управления СУИ. Скорость асинхронного электродвигателя М задается и регулируется задатчиком напряжения РР с источником опорного напряжения U_о.

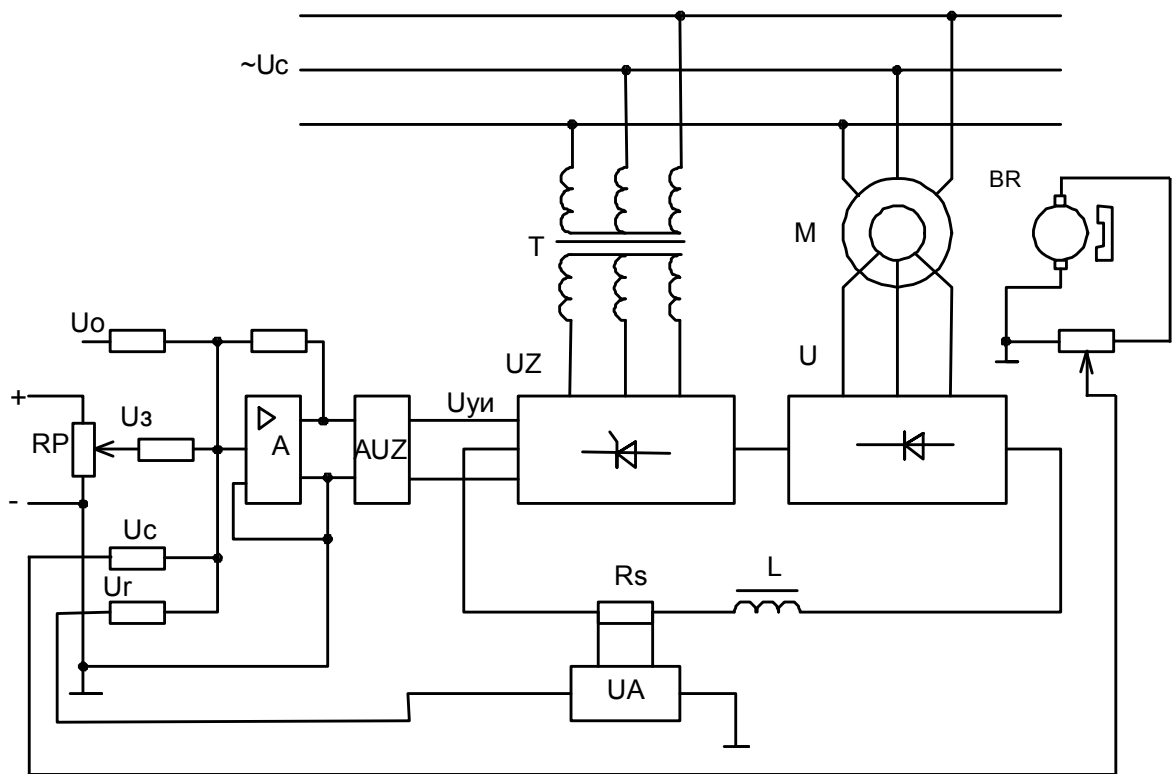


Рисунок 5.21 – Функциональная схема АВК.

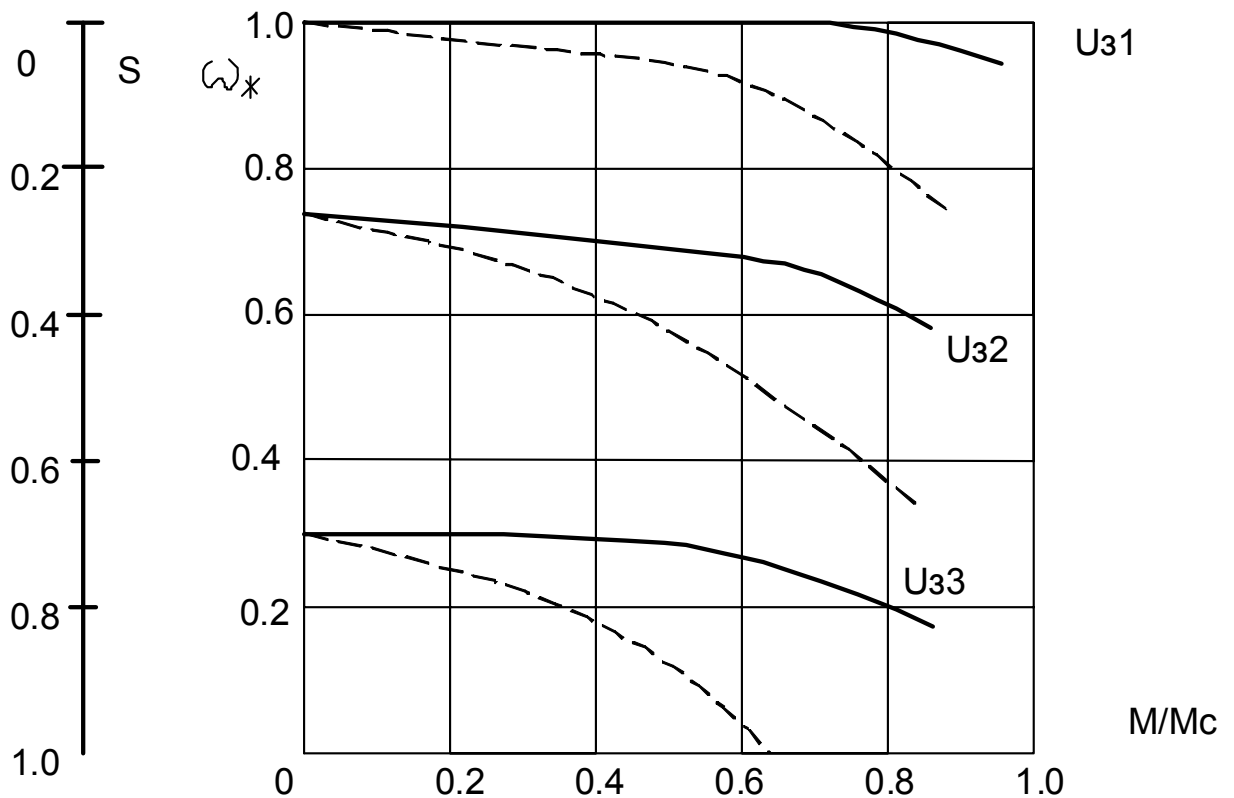


Рисунок 5.22 – Механические характеристики разомкнутой и замкнутой систем АВК.

Это позволяет обеспечить уменьшение напряжения управления при увеличении U_3 , а следовательно, снижение угла управления инвертора.

Для повышения точности статических и динамических характеристик в АВК используется комбинированная обратная связь: отрицательная по скорости и положительная по току. Скорость контролируется тахогенератором постоянного тока ВР. При увеличении нагрузки на валу М его скорость уменьшается, а для ее повышения необходимо снизить ЭДС инвертора. Следовательно $U_y = U_3 - k_c \omega$. Контроль тока осуществляется по выпрямленному току ротора асинхронного двигателя с помощью датчика тока UА. С увеличением нагрузки следует повышать напряжение управления U_y , а следовательно, обратная связь по току должна быть положительной. Иногда вместо обратной связи по скорости используют обратную связь по выпрямленному напряжению ротора $U = E_p + IR$, которое при $E_p = \text{const}$ в разомкнутой системе с ростом тока I растет. Следовательно, для повышения U_y необходимо принимать положительную обратную связь по напряжению.

Для анализа работы АВК необходима система дифференциальных уравнений для каждого функционального узла системы. Электромагнитные переходные процессы в АВК по сравнению с процессами, определяемыми индуктивностью выпрямленной цепи ротора АД более быстрые и не учитываются.

Напряжение управления системы:

$$U_y = U_0 - [U_3 - k_c \omega_0 (1 - S) + k_T I_d]. \quad (5.101)$$

Напряжение управления инвертора:

$$U_y K_y = U_{yn}, \quad (5.102)$$

где K_y - коэффициент усиления промежуточного усилителя.

ЭДС инвертора:

$$U_{yn} K_{in} = e_H + T_{in} \frac{de_H}{dt}, \quad (5.103)$$

где K_{in} - коэффициент усиления инвертора и системы управления инвертора (СУИ).

Выпрямленный ток ротора АД:

$$e_{do} S - e_u = i_d R_\Sigma + L_\Sigma \frac{di_d}{dt}, \quad (5.104)$$

где $R_\Sigma = 2R_1' S + \frac{mX_d}{2\pi} S + 2R_2 + R_p + 2R_T + \frac{mX_T}{2\pi}$, $L_\Sigma = L_d + L_\delta = L_\delta + L_p + L_T$,

X_d, L_δ - индуктивное сопротивление и индуктивность рассеяния фаз АД, равные

$X_d = X_1' + X_2; L_\delta = X_d / (2\pi f_c)$; R_1', X_1' - активное и индуктивное сопротивления фазы статора АД, приведенные к цепи ротора; R_2, X_2 - активное и индуктивное сопротивления фазы ротора; R_p, L_p - активное сопротивление и индуктивность сглаживающего дросселя; R_T, X_T, L_T - активное и индуктивное сопротивления и индуктивность трансформатора, приведенные к выпрямленной цепи ротора АД.

При условии $mX_d S / (2\pi) \gg 2R_2$ и $mX_d S / (2\pi) \gg 2R_1' S$ момент асинхронного двигателя:

$$M = \frac{1}{\omega_0} (E_{do} - \frac{mX_d}{2\pi} i_d) i_d, \quad (5.105)$$

и уравнение движения имеет вид:

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (5.106)$$

Для получения уравнений электромеханической характеристики АВК необходимо решить уравнения (5.101)-(5.104) в установившемся режиме при условии:

$$E_{do} S - K_y K_u \{U_0 - [U_3 - K_c \omega_0 (1 - S) + K_T I_d]\} = I_d R_\Sigma. \quad (5.107)$$

Затем определяем скольжение холостого хода S_0 для заданного U_3 при $I_d = 0$:

$$S_0 = \frac{K_y K_u (U_0 - U_3 + K_c \omega_0)}{E_{do} + K_c K_y K_u \omega_0}. \quad (5.108)$$

Из выражения (5.107) с учетом (5.108) получаем уравнение электромеханической характеристики:

$$S = S_o + I_d \frac{R_{\Sigma} - K_T K_y K_u}{E_{do} + K_c K_y K_u w_o}. \quad (5.109)$$

Из выражения (5.105) с учетом (5.109) находим уравнение механической характеристики АВК:

$$M = \frac{\left\{ E_{do}^2 \left(1 + \frac{K_c K_y K_u w_o}{E_{do}} \right)^2 \cdot \left[\frac{R_{\Sigma} - K_T K_y K_u}{(1 + K_c K_y K_u w_o)/E_{do}} - \frac{m X_d}{2\pi} (S - S_o) \right] \right\} \cdot (S - S_o)}{w_o (R_{\Sigma} - K_T K_y K_u)^2} \quad (5.110)$$

Анализ выражения (5.110) в общем виде затруднён. Расчёт характеристик производится для конкретных двигателей. На рисунке 5.22 приведён пример расчёта механических характеристик по (5.110). Сплошными линиями показаны характеристики замкнутой СУЭП, штриховыми – разомкнутой для различных значений U_3 (U_{31} , U_{32} , U_{33}). Комбинированная обратная связь по скорости и току позволяет повысить жесткость механических характеристик и диапазон регулирования скорости до 25:1 и выше.

В динамике АВК могут проанализированы на основе дифференциальных уравнений (5.101)-(5.106) или структурной схемы. Однако из-за наличия двух нелинейностей в вышеуказанных уравнениях составить структурную схему невозможно, так как эти нелинейности обусловлены зависимостью сопротивления выпрямленной цепи ротора R_{Σ} и T_{Σ} от скольжения и нелинейной зависимостью момента двигателя от тока I_d . При изменении скольжения от S_n до $S=1$ сопротивление R_{Σ} меняется в 2-5 раз тем больше, чем выше мощность двигателя. Для практических расчетов зависимость R_{Σ} от S можно не учитывать и принять R_{Σ} в выражении (5.104) при среднем значении скольжения S_{cp} для заданного диапазона регулирования скорости равное $R_{ЭН}=R_{SO}$.

Нелинейную зависимость момента двигателя от I_d можно линеаризовать, если коэффициенты между моментом M и током I_d определить по средней для данного привода нагрузке $I_{d,cp}$, т.е.

$$M = \frac{1}{w_o} \left(E_{do} - \frac{m X_d}{2\pi} I_{d,cp} \right) I_d = c I_d, \quad (5.111)$$

С учетом принятых допущений записывается система дифференциальных уравнений в конечных приращениях относительно выбираемой рабочей точки, для которой принимаем $\mathbf{w}=\mathbf{w}_1$, $I_d=I_{d1}$, $R_{\Sigma}=R_{\Sigma 1}$, $L_{\Sigma}=L_{\Sigma 1}$, $T_{\Sigma}=T_{\Sigma 1}=L_{\Sigma 1}/R_{\Sigma 1}$, $e=e_1$, $U_3=U_{31}$, для линеаризованной системы АВК в операторной форме:

$$\Delta U_{y1} = -(\Delta U_{\Sigma 1} - K_c \Delta w_1 + K_T \Delta i_1);$$

$$\Delta U_{y1} K_y = \Delta U_{y1};$$

$$\Delta U_{y1} K_u = \Delta E_{u1} (T_u p + 1);$$

$$\frac{E_{do}}{\Omega_0} \Delta \Omega_1 - \Delta E_{u1} = \Delta I_{d1} R_{\Sigma 1} (T_{\Sigma 1} p + 1);$$

$$\Delta M_1 = c_1 \Delta I_{d1};$$

$$\Delta M_1 - \Delta M_c = J p \Delta \Omega_1.$$

По приведенным уравнениям составляем структурную схему линеаризованной системы АВК, которая приведена на рисунке 5.23. Согласно структурной схеме определим передаточную функцию системы по задающему воздействию при $M_c=0$. В данном случае обратная связь по току принимается как связь по производной скорости с передаточной функцией

$$W_{TC}(p) = J p / c_1,$$

а схема сворачивается сначала по контуру с $W_d(p) = E_{d0}/w_0$, а затем по контуру обратных связей рисунок 5.24. В связи с этим передаточная функция по задающему воздействию имеет вид:

$$W_{ab,3}(z) = \frac{\Delta\Omega_1}{\Delta U_{31}} = \frac{K_{ab}}{(T_u p + 1)(T_2 T_2 p^2 + T_2 p + 1) + K_c K_{ab} - (K_T K_y K_u / R_{31}) T_2 p} =$$

$$= \frac{K_{ab}}{a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + 1}, \quad (5.112)$$

где $K_{ab} = K_y K_u w_0 / E_{d0}$; $a_3 = T_u T_{31} T_2$; $a_2 = (T_u + T_{31}) T_2$; $a_1 = 1 + K_c K_{ab}$; $T_2 = J R_{31} w_0 / c_1 E_{d0}$.

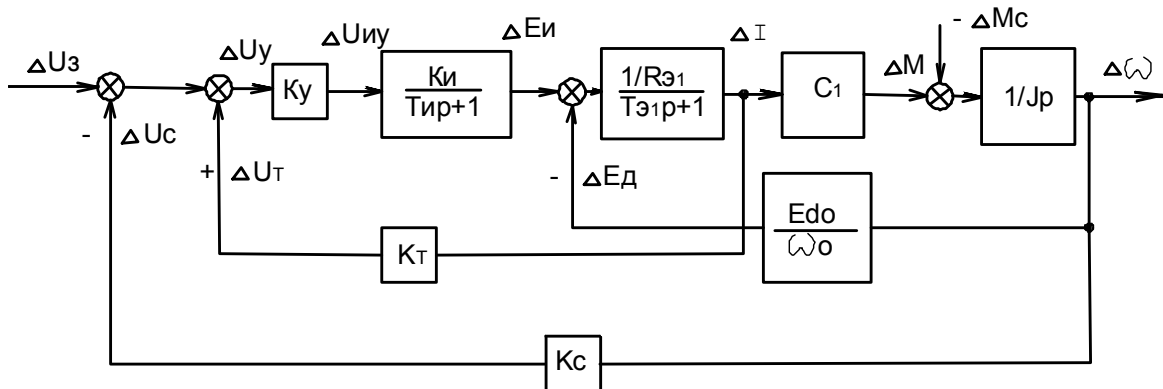


Рисунок 5.23 – Структурная схема линейризованной системы АВК.

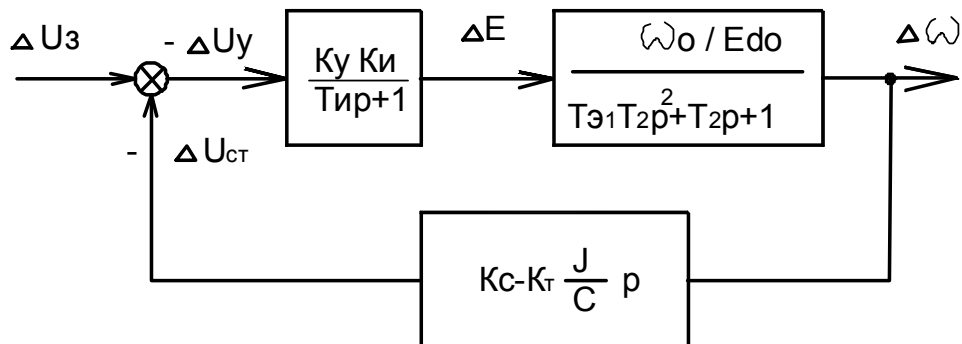


Рисунок 5.24 – Структурная схема АВК относительно управляющего воздействия.

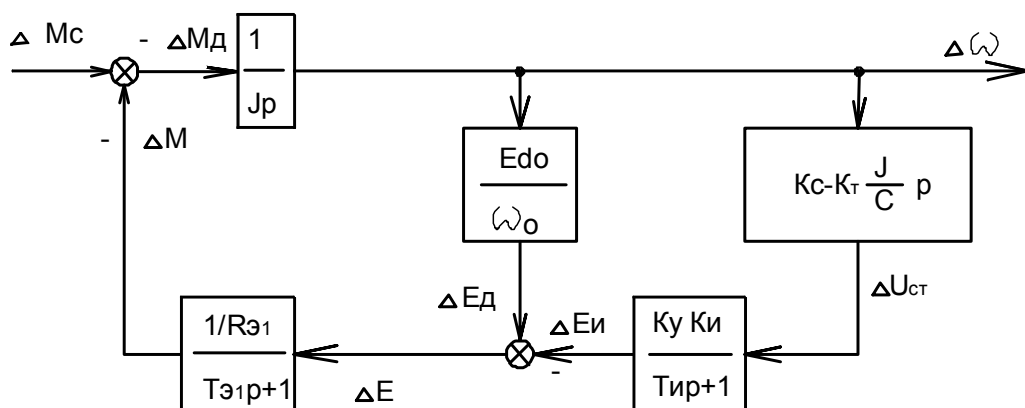


Рисунок 5.25 – Свернутая структурная схема АВК относительно момента.

Для оценки возмущающего воздействия структурная схема (рисунок 5.23) свертывается относительно ΔM_c при $\Delta U_3 = 0$ (рисунок 5.25).

Передаточная функция системы АВК по возмущающему воздействию относительно нагрузки имеет вид:

$$W_{ab,b} = \frac{\Delta\Omega}{\Delta M} = \frac{K_{1ab}(T_{\Omega 1}p + 1)(T_{II}p + 1)}{(T_{II}p + 1)(T_{\Omega 1}T_2p^2 + T_2p + 1) + K_c K_{ab} - (K_T K_V K_{II} / R_{\Omega 1})T_2p} = \quad (5.113)$$

$$= \frac{K_{1ab}(T_{\Omega 1}p + 1)(T_{II}p + 1)}{a_3p^3 + a_2p^2 + a_1p + a_0},$$

где $K_{1ab} = w_0 R_{\Omega 1} / c_1 E_{d0}$.

Из передаточных функций разомкнутой и замкнутой системы АВК, найденных из (5.112) и (5.113) при $K_c=0$, $K_T=0$ и $T_{II}=0$ в (5.113), следует, что положительная обратная связь по току и отрицательная обратная связь по скорости ускоряют переходные процессы при задающем и возмущающем воздействиях.

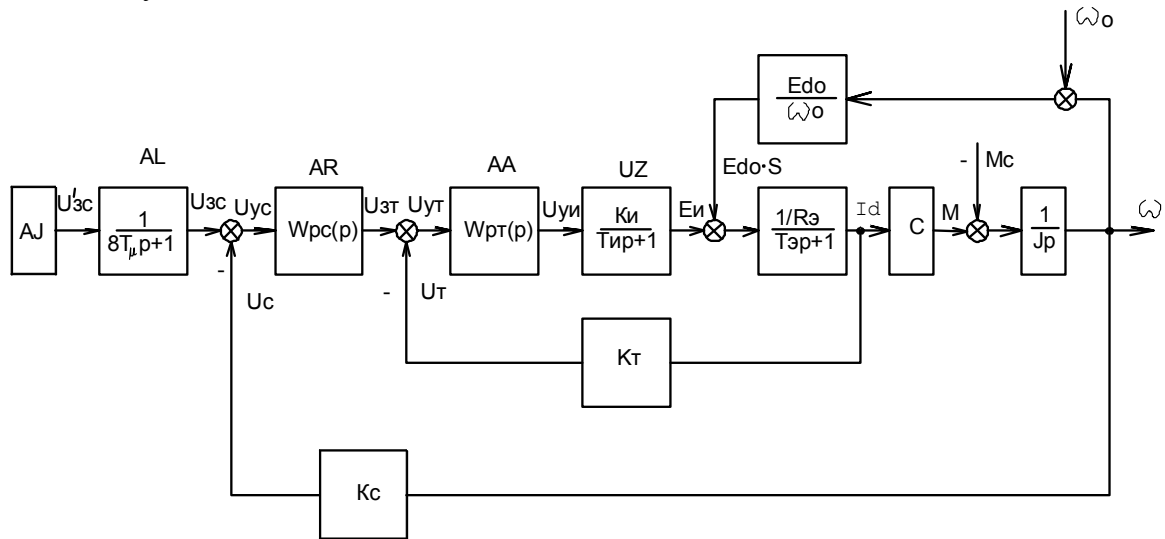


Рисунок 5.26 – Структурная схема системы подчиненного регулирования с АВК.

Широко используются системы подчиненного регулирования выпрямленного тока ротора АД в системе АВК. Структурная схема такой системы приведена на рис.5.26. Система регулирования двухконтурная – контур регулирования выпрямленного тока ротора и контур скорости. Компенсация средних и больших постоянных времени осуществляется регуляторами тока АА и скорости АР. Учитываем малые постоянные времени T_{μ} : инвертора с системой управления (СУИ), фильтра датчика тока. Контур тока оптимизируем на ОМ (внутренней связью по ЭДС ротора АД пренебрегаем). Компенсируется действие звена с передаточной функцией:

$$W_{k1}(p) = \frac{K_u / R_{\Omega}}{T_{\Omega}p + 1},$$

а передаточная функция регулятора тока имеет вид:

$$W_{pm}(p) = \frac{1}{2T_{\mu}p} \frac{R_{\Omega}(T_{\Omega}p + 1)}{K_u} \frac{1}{K_T} = \frac{R_{\Omega}T_{\Omega}}{2T_{\mu}K_uK_T} + \frac{R_{\Omega}}{2T_{\mu}K_uK_Tp}. \quad (5.114)$$

Принимаем пропорционально-интегральный регулятор тока. Передаточная функция оптимизированного контура тока будет иметь вид:

$$W_{o.k.t.} = \frac{I_d}{U_{3T}} = \frac{1}{[2T_{\mu}p(T_{\mu}p + 1) + 1]K_T}. \quad (5.115)$$

Так как R_{Ω} и T_{Ω} в (5.114) зависят от скольжения, то для учета этого необходим регулятор с переменными параметрами в функции S. Это усложняет схему регулятора, поэтому регулятор тока принимают с постоянными параметрами, а контур тока

оптимизируется при одном значении S , которому соответствует выбранное значение R_{Ω} . В этом случае настройка РТ производится при таких значениях R_{Ω} и T_{Ω} , чтобы при отклонении от оптимальной настройки запас устойчивости контура тока не снижался. Это обеспечивается при настройке регулятора при номинальном скольжении, когда $R_{\Omega} = R_{\Omega, \max}$, а $T_{\Omega} = T_{\Omega, \min}$. Следовательно, при регулировании скорости вниз от номинальной и повышении скольжения устойчивость контура тока будет повышаться.

В контуре скорости компенсируется действие звена с передаточной функцией

$$W_{K2}(p) = \frac{c}{Jp}.$$

В этом случае передаточная функция регулятора скорости имеет вид:

$$W_{pc}(p) = \frac{Jp}{2^2 T_{\mu} p \cdot c} \frac{K_T}{K_C} = \frac{JK_T}{4T_{\mu} c K_C}. \quad (5.116)$$

Регулятор скорости принимаем пропорциональным. Следовательно, передаточная функция оптимизированного контура скорости имеет вид:

$$W_{o, kc}(p) = \frac{\omega}{U_{3C}} = \frac{1}{\{4T_{\mu} p [2T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1) + 1] + 1\} K_C}. \quad (5.117)$$

Полученные передаточные функции аналогичны соответствующим передаточным функциям двухконтурной системы подчинённого регулирования электропривода постоянного тока. При ПИ-регуляторе тока и П-регуляторе скорости уравнение электромеханической характеристики однократно-интегрирующей системы АВК, как и в электроприводах постоянного тока, имеет вид:

$$\omega = \frac{U_o - U_{3C}}{K_C} - \frac{4T_{\mu} E_{dO}}{J} M_C. \quad (5.118)$$

Если перепад скорости не удовлетворяет требованиям объекта управления (П-регулятор скорости), то оптимизацию контура скорости осуществляют по симметричному оптимуму, как и в электроприводах постоянного тока. Регулятор скорости в этом случае получается пропорционально-интегральным с передаточной функцией:

$$W'_{pc}(p) = \frac{(8T_{\mu} p + 1)JK_T}{32T_{\mu}^2 p c K_C}. \quad (5.119)$$

В этом случае система АВК становится двукратно-интегрирующей, имеющая астатическую механическую характеристику с уравнением скорости:

$$\omega = (U_o - U_{3C}) / K_C. \quad (5.120)$$

Действие форсирующего звена в регуляторе скорости компенсируется включением на вход системы аperiodического звена с передаточной функцией:

$$W_{A3}(p) = \frac{1}{8T_{\mu} p + 1}.$$

Формирование требуемого переходного процесса осуществляется задатчиком интенсивности АІ.

При настройке регулятора скорости его коэффициент усиления равен:

$$K_{PC} = \frac{JK_T}{4T_\mu CK_C} - \text{в однократно-интегрирующей системе};$$

$$K'_{PC} = \frac{JK_T}{32T_\mu CK_C} - \text{в двухкратно-интегрирующей системе.}$$

Зависит от переменного значения коэффициента пропорциональности между моментом и током двигателя C , при изменении нагрузки. Как и регулятор тока, регулятор скорости настраивается при одном значении коэффициента C . Для этого принимается его максимальное значение

$$C_{MAX} = E_{d0} / \omega_0 \quad \text{при } I_d=0.$$

Такая настройка регулятора скорости обеспечивает близкие к оптимальным переходные процессы при малых нагрузках и демпфирование скорости при больших нагрузках.

При оптимизации системы АВК пренебрегают влиянием внутренней обратной связи по ЭДС ротора АД с целью упрощения регулятора тока. Это пренебрежение правомерно только при больших значениях момента инерции электропривода. При малых значениях внутренняя связь по ЭДС может оказывать значительное влияние, как и в электроприводах постоянного тока.

При синтезе систем подчинённого регулирования АВК следует учитывать их две особенности: отсутствие тормозных режимов и выбега двигателя при $E_{II} > E_{d0}S$ при изменении скольжения от нуля до единицы и меньшей возможности форсирования процессов, так как формирующее действие системы связана с уменьшением выходного сигнала ЭДС инвертора, предел регулирования которого равен нулю.

5.5 Система управления асинхронным двигателем с воздействием на добавочное сопротивление в цепи ротора

Для электроприводов малой и средней мощности получил распространение способ управления асинхронным электродвигателем с фазным ротором, при котором энергия скольжения не преобразуется в энергию сети, а расходуется на добавочном сопротивлении, включенном в роторную цепь. Регулирование скорости в таком электроприводе производится плавным регулированием добавочного сопротивления с помощью широтно-импульсного регулятора. Импульсно регулируемое сопротивление можно включить в фазы роторной цепи (рисунок 5.27).

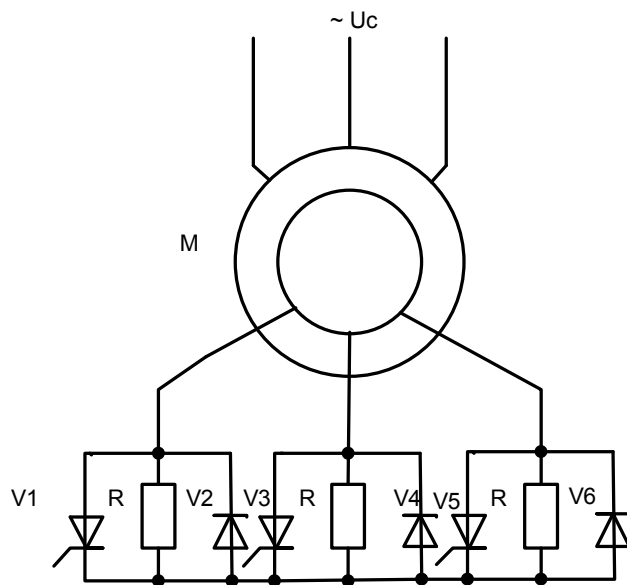


Рисунок 5.27 – Схема регулирования скорости двигателя на переменном токе

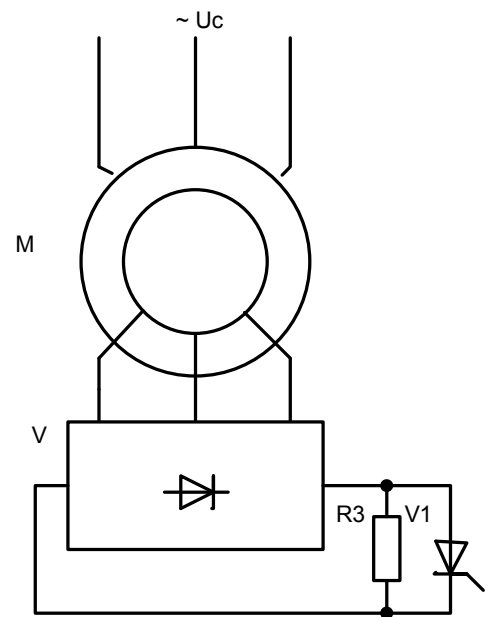


Рисунок 5.28 – Схема регулирования скорости двигателя на постоянном токе

В этом случае импульсные переключатели устанавливаются в каждой фазе и работают в цепи переменного тока. Для сокращения числа управляемых вентилях в схеме включены встречно-параллельно неуправляемый и управляемый вентили. На рисунке 5.28 приведен другой вариант схемы с включением регулируемого сопротивления в цепь ротора через выпрямитель. Этим достигается сокращение числа тиристоров, существенно упрощается схема управления ими. В этом случае достаточно установить один импульсный переключатель с одним узлом искусственной коммутации.

Достоинством приведенных схем является возможность плавного и бесконтактного регулирования сопротивления в цепи ротора. При этом не изменяется величина максимального момента двигателя и ограничивается пусковой ток. В схеме управления тиристорами, применяя обратные связи по току, скорости вращения двигателя, можно получить практически любую пусковую характеристику. Такая схема импульсного бесконтактного управления асинхронным двигателем с фазным ротором приведена на рисунке 5.29. Ротор двигателя через трехфазный мостовой выпрямитель V замкнут на сопротивление R_d , шунтируемое тиристором V_1 . Схема дополнена узлом искусственной коммутации, состоящим из тиристора V_2 , конденсатора C , диода V_3 , индуктивности L_2 . Кроме этого, для обеспечения заряда конденсатора C при длительно открытом тиристоре V_1 предусмотрен посторонний источник питания U_p , включенный в схему через диод V_4 и сопротивление R_1 , необходимое для ограничения тока через зарядный контур. Индуктивность L_2 и диод V_3 образуют цепь перезаряда емкости C . Индуктивность L_1 служит для сглаживания пульсаций выпрямленного тока ротора. От системы управления, построенной по принципу подчиненного регулирования, через релейный элемент (РЭ, рисунок 5.29) на управляющие электроды тиристоров V_1 и V_2 подаются отпирающие импульсы с заданной частотой следования, которая определяет частоту импульсного переключения сопротивления. Для уменьшения пульсаций тока нужно стремиться выбрать эту частоту наибольшей. Ограничением является допустимая частота переключений тиристора, которая зависит главным образом от времени восстановления его запирающих свойств. Обычно частоту коммутации применяют в пределах 500-1000 Гц.

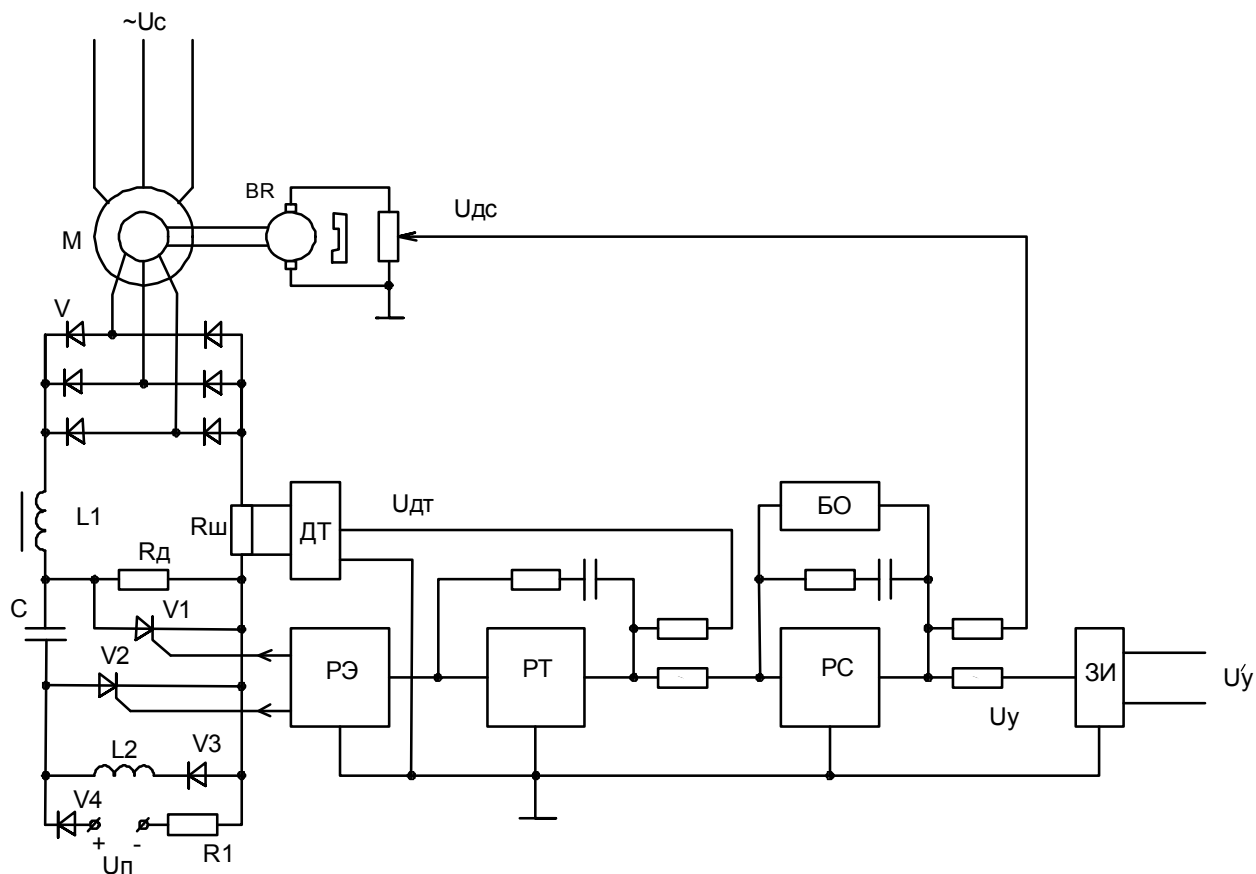


Рисунок 5.29 – Схема импульсного управления асинхронным двигателем с фазным ротором

Схема управления, выполненная по принципу починенного регулирования, включает в себя: задатчик интенсивности (ЗИ), регулятор скорости (РС) с блоком ограничения (БО) и датчиком скорости (ВР), регулятор тока (ПТ) с датчиком тока (ДТ). Управляющие импульсы формируются в системе импульсно- фазового управления (СИФУ) и через релейный элемент подаются на управляющие электроды тиристоров V1 и V2.

Управление тиристорами осуществляется в функции выпрямленного тока ротора и скорости двигателя.

Если открытие и закрывание тиристора V1 производить в функции выпрямленного тока ротора, то можно получить регулируемый по току, а, следовательно, и по моменту электропривод. Величина тока может контролироваться с помощью шунта ($R_{ш}$), трансформатора постоянного тока, релейного элемента (магнитного). Сигнал, пропорциональный величине выпрямленного тока ротора через СИФУ, поступает на релейный элемент РЭ. В зависимости от уровня сигнала при одной и той же уставке по току на выходе РЭ возникают импульсы, осуществляющие открытие тиристора V1.

Допустим, конденсатор С заряжен от источника $U_{п}$ и тиристоры V1, V2 закрыты. При включении двигателя М ток в роторе, вследствие наличия в цепи индуктивности L1, нарастает по экспоненте до величины I_d , определяемой сопротивлением R_d (рисунок 5.30). Затем, при открывании V1, сопротивление R_d шунтируется и выпрямленный ток по экспоненте стремится к величине $I_d=0$, равному току к.з. моста V. При определенном уровне сигнала обратной связи по току (I'_d) срабатывает РЭ и выдает импульс на открытие V2. Напряжение конденсатора С прикладывается в обратном направлении к тиристорам V1, обеспечивая его закрытие. Одновременно конденсатор С перезаряжается на обратную полярность. Ток ротора уменьшается, стремясь к I_d , определяемому сопротивлением R_d . При

снижении сигнала обратной связи по току до I''_d , РЭ возвращается в исходное положение, вырабатывая импульс на включение тиристора V1. Перезаряд конденсатора С происходит не только через источник U_p , но и через цепочку L2-V3. Так продолжается процесс и далее. Изменяя сигнал U'_y , можно регулировать I_d и соответственно момент.

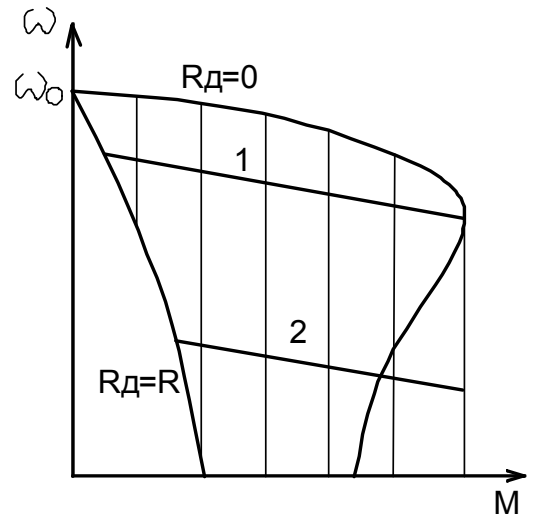
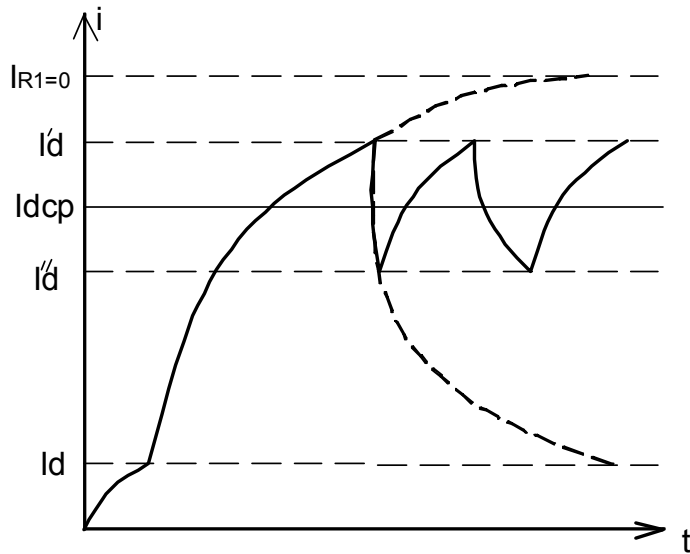


Рисунок 5.30 – График изменения тока $I_d = f(t)$

Рисунок 5.31 – Механическая характеристика электропривода $M = f(\omega)$

При поддержании постоянства тока ротора момент двигателя также остается постоянным. Механические характеристики $M=f(w)$ приведены на рисунке 5.31.

Для получения жестких характеристик 1,2 в системе управления используется обратная связь по скорости таким образом, что сигнал ОС от тахогенератора при превышении заданной уставки по скорости суммируется в СУ с сигналом по току, вызывая срабатывание РЭ с увеличением скорости при меньшем токе в роторной цепи.

При расчете механических характеристик асинхронных двигателей с импульсно-регулируемым сопротивлением необходимо учесть влияние выпрямителя и наличие импульсно-включаемого сопротивления в цепи ротора. В общем виде такая система относится к классу нелинейных дискретных систем. Для упрощения при расчете переходных процессов будем рассматривать работу асинхронного двигателя на выпрямитель, учитывая импульсно-регулируемое сопротивление эффективной величиной. Ввиду более высокой частоты импульсного переключателя по сравнению с частотой сети, пульсации тока, вызванные импульсным характером сопротивления, рассмотрим отдельно при фиксированной скорости вращения. Расчет ведется методом припасовки по интервалам проводимости одной группы вентилей выпрямителя. Для контуров, образованных обмотками статора и обмоткой проводящей фазы ротора, запишем уравнения по первому закону Кирхгофа:

$$\left. \begin{aligned} e_1 = R_1 i_1 + \frac{d\psi_1}{dt}; & \quad e_2 = R_2 i_2 + \frac{d\psi_2}{dt}; \\ e_3 = R_3 i_3 + \frac{d\psi_3}{dt}; & \quad 0 = R_4 i_4 + \frac{d\psi_4}{dt}; \end{aligned} \right\} \quad (5.121)$$

где e_1, e_2, e_3 - ЭДС, приложенные к обмоткам статора; $R_1, R_2, R_3, i_1, i_2, i_3$ - соответственно сопротивления и токи фазных обмоток статора; R_4 и i_4 - сопротивление и ток обмотки проводящей фазы ротора; $\psi_1, \psi_2, \psi_3, \psi_4$ - потокосцепления соответствующих обмоток.

Входящие в выражения (5.121) потокосцепления определяются соответствующими токами и коэффициентами самоиндукции и взаимной индукции обмоток статора и ротора. Последние изменяются в зависимости от взаимного расположения обмоток. Учитывая механическую инерцию привода и малую длительность интервала проводимости одной группы вентилей, обычно принимают, что на интервале проводимости скорость вращения двигателя неизменна ($w=const$). Тогда система уравнений (5.121) путем преобразования напряжений и токов статора к осям, вращающимся вместе с ротором, приводится к системе линейных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами. Решение этой системы дает зависимость тока ротора от времени $i_4=f(t)$ на рассматриваемом интервале.

Изложенный метод является трудоёмким и не обеспечивает достаточной точности, так как в действительности незначительное изменение скорости вращения, несущественное с точки зрения механической характеристики, сказывается на величине коэффициентов системы уравнений (5.121). Вследствие малой электромагнитной постоянной времени двигателя такое изменение существенно сказывается на характере электромагнитных переходных процессов. Учет перекрытия вентилей выпрямителя эквивалентным активным сопротивлением, пропорциональным индуктивности рассеяния обмотки ротора может дать неправильный результат. С учетом же угла коммутации, особенно при пуске, который может достигать до 60 эл.град и более, выпрямитель будет работать в области двойного перекрытия вентилей. Этот режим работы неприменим для схемы на рисунке 5.29, так как при двойном перекрытии нарушается нормальная работа импульсного переключателя сопротивления.

Точную запись процесса можно получить, если систему уравнений (5.121) дополнить уравнением момента. В соответствии с общей теорией электрических машин электромагнитный момент:

$$M = \operatorname{Re} [j \psi_S i_S^*], \quad (5.122)$$

где ψ_S - комплексный вектор потокосцепления статора, преобразованный к осям, вращающимся вместе с ротором; i_S^* - сопряженный комплекс вектора тока статора в тех же осях. Из-за нелинейности последнего уравнения вся система дифференциальных уравнений становится также нелинейной и ее решение даже с применением ЭВМ вызывает определенные трудности. Задача существенно упрощается, если пренебречь активным и индуктивным сопротивлениями рассеяния обмоток статора и считать, что к обмоткам ротора приложены э.д.с., пропорциональные напряжению сети и скольжению двигателя и не зависящие от нагрузки. На интервале проводимости одной группы вентилях выпрямителя в проводящем контуре действует э.д.с.:

$$e = E_n s \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}),$$

где E_n – амплитуда линейного напряжения при неподвижном роторе;

S – скольжение;

$\omega = \omega_c S$ - угловая частота тока ротора;

ω_c - синхронная угловая частота.

На рисунке 5.32 приведена схема замещения.

С учетом того, что в трехфазной мостовой схеме выпрямителя ток одновременно проходит по обмоткам двух фаз, в схему включены сопротивление R , равное удвоенному сопротивлению обмоток ротора, и индуктивность L , равная индуктивности рассеяния двух фаз ротора двигателя. Сопротивление R_n и индуктивность L_n учитывают элементы, включенные в цепь выпрямленного тока. Против э.д.с. Δe вводится для учета падения напряжения в вентилях. Для схемы замещения в зоне работы без перекрытия вентилях справедливо уравнение:

$$i_H R + L \frac{di_H}{dt} = e - \Delta e, \quad (5.123)$$

где $R=2R_2+R_n$; $L=2L_{\sigma 2}+L_n$. Решая (5.123) относительно тока ротора:

$$i_H(t) = \frac{E_m S}{R^2 + \omega^2 L^2} \left[R \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) + \omega L \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) - R \cos(-\frac{\pi}{6}) e^{-\frac{R}{L}t} - \omega L \sin(-\frac{\pi}{6}) e^{-\frac{R}{L}t} \right] - \frac{\Delta E}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}t}) + i_n(0) e^{-\frac{R}{L}t}, \quad (5.124)$$

где $i_n(0)$ - начальный ток (при $t=0$). По выражению (5.124) рассчитывается ток ротора двигателя на интервале проводимости одной группы вентилях выпрямителя без перекрытия. Значение этого тока в конце интервала I_{H2} определяет длительность коммутации вентилях. Угол γ находится по выражению:

$$\gamma = \arccos(1 - \frac{\sqrt{2} x_{\sigma 2} I_{H2}}{E_m}), \quad (5.125)$$

где $x_{\sigma 2}$ - индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора. Для устойчивости работы схемы угол γ не должен превышать 60 эл.град.

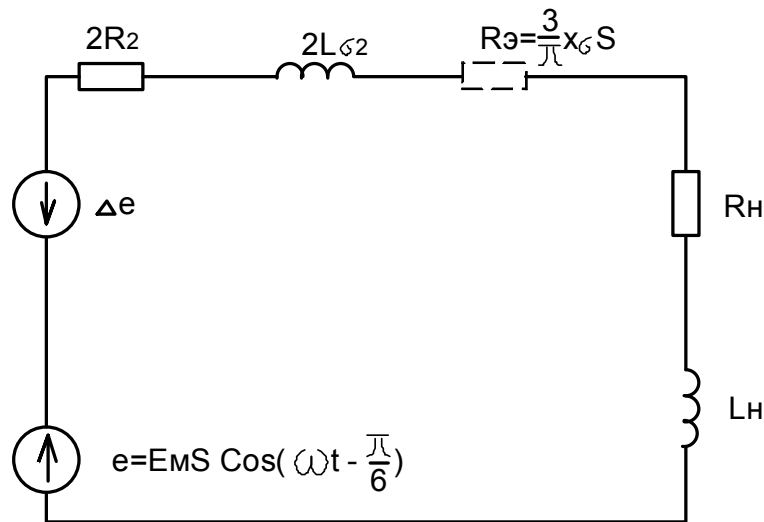


Рисунок 5.32 – Схема замещения

В зоне коммутации одновременно проводят две группы вентиляй, образующие соответственно два проводящих контура. Для каждого из них можно записать уравнения, аналогичные (5.123). Совместное решение этих уравнений дает выражение выпрямленного тока в зоне коммутации:

$$i_{Hy}(t) = \frac{0,765E_mS}{R^2 + \omega^2L_\gamma^2} (R \cos \omega t + \omega L_\gamma \sin \omega t - Re^{-\frac{R}{L_\gamma}t}) - \frac{\Delta e}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L_\gamma}t}) + i_H(0)e^{-\frac{R}{L_\gamma}t}, \quad (5.126)$$

где $L_\gamma = L_H + \frac{3}{2}L_{\sigma 2}$; t – время, отсчитываемое с начала перекрытия.

Расчет токов по выражениям (5.124) и (5.126) производится в предположении, что на каждом интервале скорость вращения двигателя неизменна. В силу принятых допущений изменение скорости на интервале сказывается лишь количественно и не влияет качественно на характер переходного процесса.

Электромагнитный момент двигателя определяется на основании энергетических соотношений:

$$M = \frac{\sum e_K i_K}{\omega}, \quad (5.127)$$

где e_K, i_K - мгновенные значения э.д.с. и токов соответствующих фаз ротора.

При работе вентиляй выпрямителя во внекоммутационный период один и тот же ток, равный i_H – проходит по обмоткам двух фаз ротора. Выражение момента:

$$M = \frac{1}{\omega} \left[E_m S \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{m} \right) i_H - E_m S \sin \omega t i_2 \right], \quad (5.128)$$

где i_2 - ток выходящей из работы фазы ротора. В первом приближении можно считать. Что ток i_2 изменяется линейно в период коммутации от $i_2=i_H$ до $i_2=0$.

Выражения (5.127) и (5.128) дают текущие значения электромагнитного момента $M=f(t)$. Уравнение разгона двигателя при наличии момента M_c на его валу получим, подставив выражение этого момента в уравнение движения электропривода:

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (5.129)$$

где J - момент инерции электропривода.

Как указывалось выше, точный расчет токов ротора и электромагнитного момента необходим при расчете переходных процессов.

Расчет статических механических характеристик асинхронного двигателя с выпрямителем в цепи ротора производится по упрощенным соотношениям, полученным на основе схемы замещения, аналогичной схеме на рисунке 5.32. Для учета коммутации вентилей выпрямителя в схему необходимо добавить эквивалентное активное сопротивление R_Σ , определяемое по выражению

$$R_\Sigma = \frac{\pi}{m} x_{\sigma 2},$$

где m - фазность выпрямителя.

Если приложенную э.д.с. заменить средним значением на интервале E , то получим простое выражение для установившегося тока нагрузки:

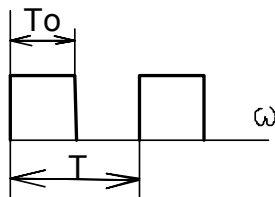
$$I_H = \frac{ES - \Delta e}{2R_2 + R_H + R_\Sigma S}, \quad (5.130)$$

где $R_H=R^*$. Электромагнитный момент связан с током нагрузки выражением:

$$M = \frac{1}{\omega_c} \left(I_H E - \frac{\sqrt{2}}{2} I_H^2 x_{\sigma 2} \right). \quad (5.131)$$

Расчет пульсаций тока, вызванных импульсным включением сопротивления в установившемся режиме регулирования скорости или в переходном режиме при фиксированном значении скорости, осуществляется методами линейной импульсной техники.

Как было показано выше, величина добавочного сопротивления в цепи ротора зависит от состояния тиристора $V1$. Если тиристор $V1$ включен, то сопротивление R_d замкнуто накоротко через выпрямитель V ; если отключен, то в цепи выпрямителя будет полное сопротивление R_d . При работе $V1$ в импульсном режиме среднее значение добавочного сопротивления R_d может изменяться в пределах от 0 до R_d . По цепи выпрямителя будет проходить пульсирующий ток, среднее значение которого можно определить из выражения:

$$I_{dcp} = \frac{1}{T} \int_0^{\theta T} i' dt + \frac{1}{T} \int_{\theta T}^T i'' dt,$$


где T – период коммутации тиристора $V1$, $\theta=T_0/T$ – относительное время замыкания накоротко добавочного сопротивления или скважность импульсов модулятора. T_0 – время включенного состояния тиристора $V1$; i' - мгновенное значение выпрямленного тока ротора в

интервале времени $0 \leq t \leq T_0$; i'' - мгновенное значение выпрямленного тока ротора в интервале времени $T_0 \leq t \leq T$. Для регулирования среднего значения добавочного сопротивления от 0 до R_D необходимо изменять скважность θ от 1 до 0. Зависимость $R_{D,CP}$ от θ определяется выражением:

$$R_{D,CP} = R_D(1 - \theta).$$

Область регулирования скорости электропривода определяется рабочими участками граничных механических характеристик, соответствующих скважности $\theta=0$ и $\theta=1$ (рисунок 5.31). Управление электромагнитной цепью двигателя происходит путем изменения скважности модулятора.

Рассматривая переходные процессы в приращениях относительно начальных значений координат и параметров системы электропривода, можно получить линеаризованную систему уравнений, а также структурную схему электропривода, приведенную на рисунке 5.33. Эквивалентное сопротивление роторной цепи и ток выпрямителя рассматривается в виде некоторых начальных значений $R'_{р.ц.нач}$; $I_{в.нач}$ и приращений $\Delta R'_{р.ц.}$; $\Delta i_{в.}$ относительно начальных значений ($R'_{р.ц.} = R'_{р.ц.нач} + \Delta R'_{р.ц.}$; $i_{в.} = I_{в.нач} + \Delta i_{в.}$). Постоянная времени роторной цепи определяется из равенства $T'_{р.ц.нач} = L_{р.ц.} / R'_{р.ц.нач}$.

Существенные изменения параметров электропривода приводят к изменению динамических характеристик контура тока. Такая параметрическая нестационарность при широком регулировании скорости и нагрузки может быть устранена применением адаптивного регулятора тока, параметры которого будут меняться в соответствии с изменением параметров роторной цепи двигателя. В частном случае принципиальная схема системы без контура самонастройки содержит регулятор скорости (РС), регулятор тока (РТ), которые могут быть выполнены пропорционально-интегральными. Механические характеристики замкнутой системы в рабочей области регулирования скорости электропривода приведены на рисунке 5.31. Ограничение момента двигателя может быть выполнено ограничением тока выпрямителя путем применения блока ограничения (БО) в регуляторе скорости.

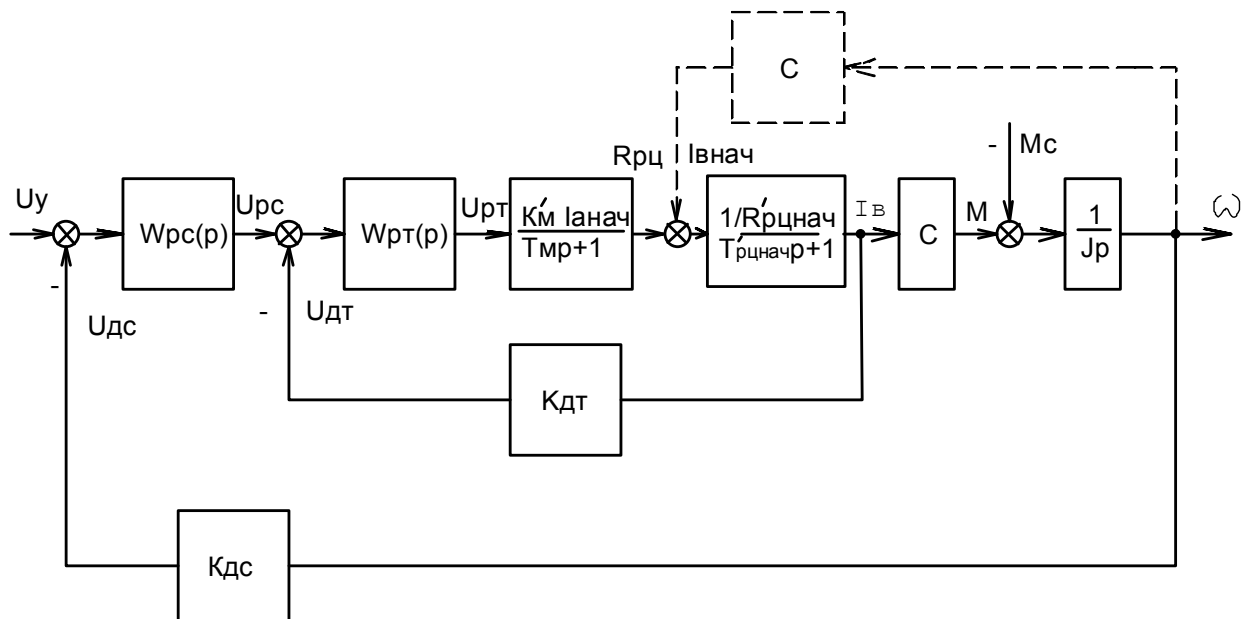


Рисунок 5.33 – Структурная схема импульсного управления асинхронным двигателем с фазным ротором

5.6 Системы управления синхронного электропривода

Общие вопросы управления электроприводами с синхронной машиной

Нереверсивное управление скоростью и моментом синхронного двигателя осуществляется в замкнутых системах электропривода. Такие системы строятся в зависимости от характера нагрузки и требований, предъявляемым к системам.

Синхронные двигатели применяются в ЭП, обеспечивающих постоянную скорость в установившихся режимах. Они используются также генераторами реактивной мощности. В синхронных ЭП требуется также быстродействующая форсировка возбуждения двигателя при работе с резкопеременной нагрузкой и при снижении напряжения сети. Всё это и обусловило применение в синхронных ЭП быстродействующих возбудителей с автоматическим регулированием возбуждения (АРВ).

Синхронный электропривод так же способствует решению одной из центральных научно-технических проблем электроснабжения – проблемы получения и распределения реактивной мощности. Повышение коэффициента мощности способствует:

1. Снижение максимального рабочего напряжения в системе электроснабжения, что может привести к использованию более дешёвых установок;
2. Экономии электроэнергии в периоды максимумов нагрузки за счёт снижения потерь в сетях;
3. Уменьшения необходимой кажущейся мощности трансформаторов;
4. Увеличение статической и динамической устойчивости систем электроснабжения.

Наиболее простым способом повышения коэффициента мощности в узлах нагрузок является применение синхронных двигателей (СД) с автоматической регулировкой возбуждения (АРВ).

Все синхронные ЭП, с точки зрения нагрузочных диаграмм, специфичных требований к пусковым режимам и задач автоматического регулирования возбуждения СД, целесообразно разделить на три класса:

- 1) Класс ЭП неизменной и медленно меняющейся нагрузки;
- 2) Класс ЭП пульсирующей нагрузки;
- 3) Класс ЭП резкопеременной нагрузки.

Общими требованиями к этим ЭП являются:

1 класс

1. Обеспечение пусковых моментов $M_{\Pi}/M_H = 0.4 \div 0.6$;
2. Входным моментов $M_{BX}/M_H = 0.8 \div 1.2$;
3. Перегрузочная способность $M_{MAX}/M_H = 1.5 \div 2.0$.

2 класс

1. $M_{\Pi}/M_H = 0.4 \div 1.0$;
2. $M_{BX}/M_H = 0.4 \div 0.6$;
3. $M_{MAX}/M_H = 1.5 \div 2.5$.

3 класс

1. $M_{\Pi}/M_H = 0.5 \div 2.0$;
2. $M_{BX}/M_H = 0.4 \div 1.5$;
3. $M_{MAX}/M_H = 2.5 \div 3.5$.

Под автоматическим управлением синхронным электроприводом понимается:

1. автоматизация пуска;
2. синхронизация;
3. ресинхронизация;
4. торможение СД;

5. АРВ для поддержания требуемого режима питающей сети и самого двигателя. Автоматизация процесса пуска включает 2 этапа:

1. Асинхронный пуск до скорости, близкой к синхронной $(0.90 \div 0.95)\omega_0$;
2. Процесс синхронизации после подачи напряжения в цепь возбуждения.

При пуске мощных синхронных машин от сети соизмеримой мощности применяется пуск:

1. при пониженном напряжении;
2. используется пусковой реактор;
3. используется пусковой трансформатор.

Для благоприятного вхождения в синхронизм, входной момент должен быть больше на 10% момента сопротивления $M_{BX} > M_C$. Широко используются системы с наглухо приключённым возбудителем (простота, имеет благоприятные условия с точки зрения синхронизации).

Торможение СД осуществляется по схемам динамического торможения, в которых обмотка статора отключается от сети и замыкается на тормозное сопротивление. С целью повышения эффективности торможения, по мере снижения скорости ток возбуждения автоматически доводится до максимально возможной величины.

Для обеспечения режимов питающей сети с высокими технико-экономическими показателями требуется, чтобы СД отдавали в сеть, регулируемую реактивную мощность. Величина этой мощности зависит от режима питающей сети и загрузки синхронных двигателей и изменяется регулированием возбуждения.

К системам АРВ СД предъявляются следующие специфические технические требования:

1. Сохранение устойчивости работы при изменении параметров питающей сети ($U, f_H, \cos \varphi$, реактивных сопротивлений и др.);
2. Стабильность в обеспечении заданного режима;
3. Простота и надёжность замера параметров, по которым осуществляется АРВ СД, а также высокая чувствительность измерительных элементов;
4. Высокая эксплуатационная надёжность всей системы АРВ АД;
5. Возможно меньшее запаздывание, связанное с инерционностью, имеющейся как в самих регуляторах, так и во всех элементах системы АРВ АД.

Для синхронных ЭП используются различные системы возбуждения. В качестве систем возбуждения СД в современной практике применяются:

1. Системы с электромашинными возбудителями постоянного тока;
2. Системы с ионными преобразователями тока;
3. Системы с полупроводниковыми и магнито-полупроводниковыми преобразователями;
4. Системы со встроенными механическими выпрямителями;
5. Системы возбуждения с электромашинными возбудителями переменного тока и полупроводниковыми вентилями (бесконтактные системы возбуждения).

Применяются три разновидности систем возбуждения с возбудителями постоянного тока:

1. Система с глухоподчинённым возбудителем (рис 5.33);
2. Система с глухоподчинённым возбудителем через разрядное сопротивление (рис 5.28);
3. Система, в которой присоединение обмотки возбуждения двигателя к якорю возбудителя или разрядному сопротивлению СР осуществляется с помощью контакта с защёлкой К1 (рис 5.35).

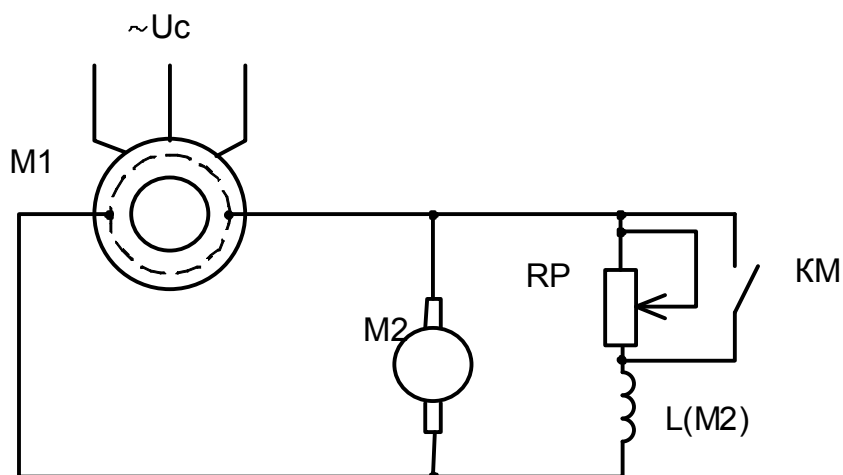


Рисунок 5.33 - Система с глухоподчинённым возбудителем

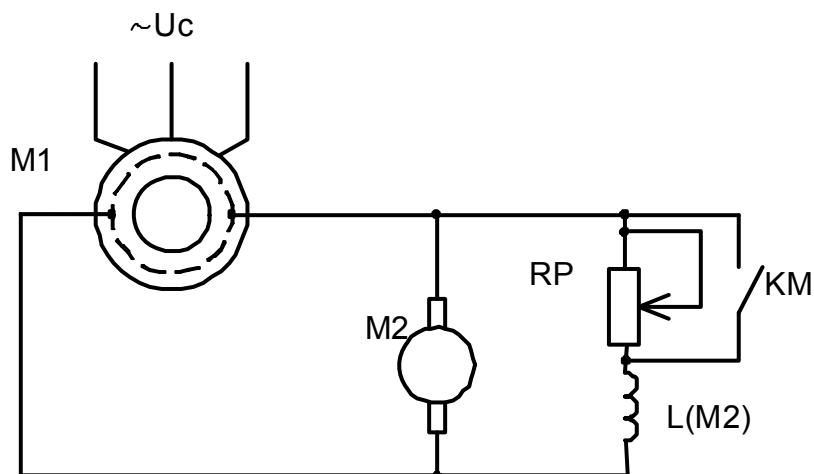


Рисунок 5.34 - Система с глухоподчинённым возбудителем через разрядное сопротивление

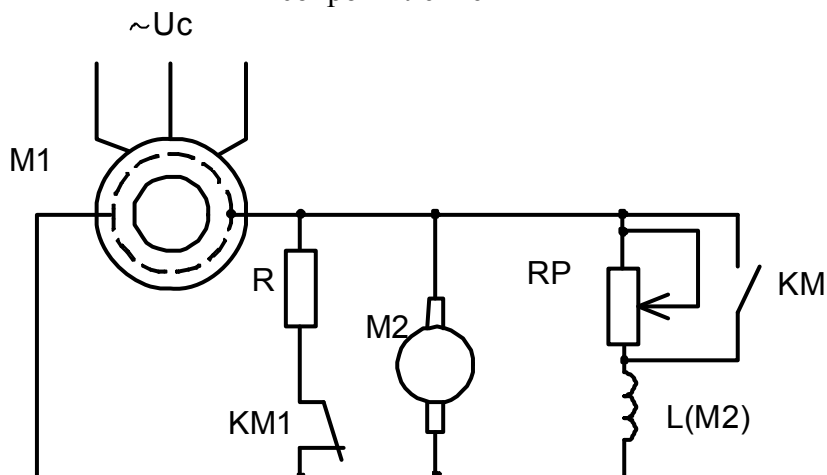


Рисунок 5.35 - Система, в которой присоединение обмотки возбуждения двигателя к якорию возбудителя или разрядному сопротивлению CP осуществляется с помощью контакта с защёлкой K_1

При прямом пуске синхронизация с сетью в рассмотренных схемах осуществляется автоматически, после самовозбуждения возбудителя. Если при пуске время разбега СД превышает время самовозбуждения усилителя или момент статического сопротивления на валу превышает 40% номинального момента СД, то применяют прямой пуск с разрядным резистором R в обмотке возбуждения ротора, который отключается при разбеге СД до подсинхронной скорости. Разрядный резистор ограничивает ток возбуждения при пуске, улучшая этим механическую характеристику СД и обеспечивает ускоренное гашение поля СД после его отключения от сети, что снижает аварийное разрушение обмотки при коротком замыкании. Выбор сопротивления разрядного резистора R производится в зависимости от сопротивления обмотки ротора R_p :

$$R = (8 \div 10)R_p.$$

В системах АРВ СД применяют также возбудители с независимым возбуждением. На обмотку возбуждения действует управляющий сигнал (например от ЭМУ или от управляемого выпрямителя UV (рисунок 5.36).

Системы с ЭМУ (рисунок 5.36) используются для синхронных СД большой мощности.

Общими недостатками систем возбуждения с возбудителями постоянного тока являются:

1. Наличие контактных элементов, в первую очередь коллектора и щёточной системы возбудителя;
2. Требования постоянного обслуживающего персонала;
3. В случае пожаровзрывоопасных объектов необходимость взрывобезопасного исполнения либо установка возбудителя в отдельном помещении;
4. Достаточно высокая инерционность системы, что при больших потоках возбуждения СД и требуемом высоком быстродействии вызывает необходимость значительного увеличения габаритов возбудителя.

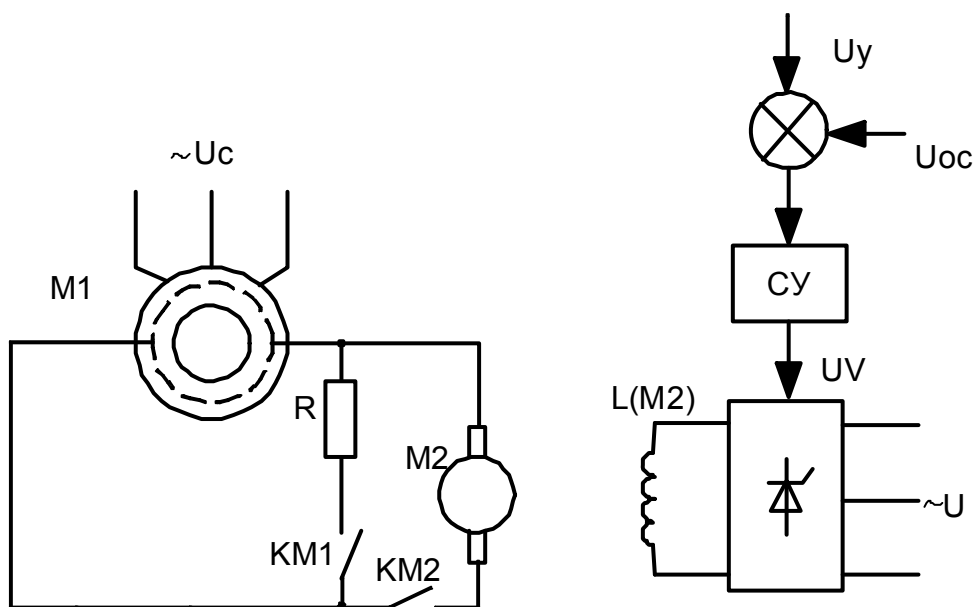


Рисунок 5.36- Система, в которой обмотка возбуждения двигателя питается от UV

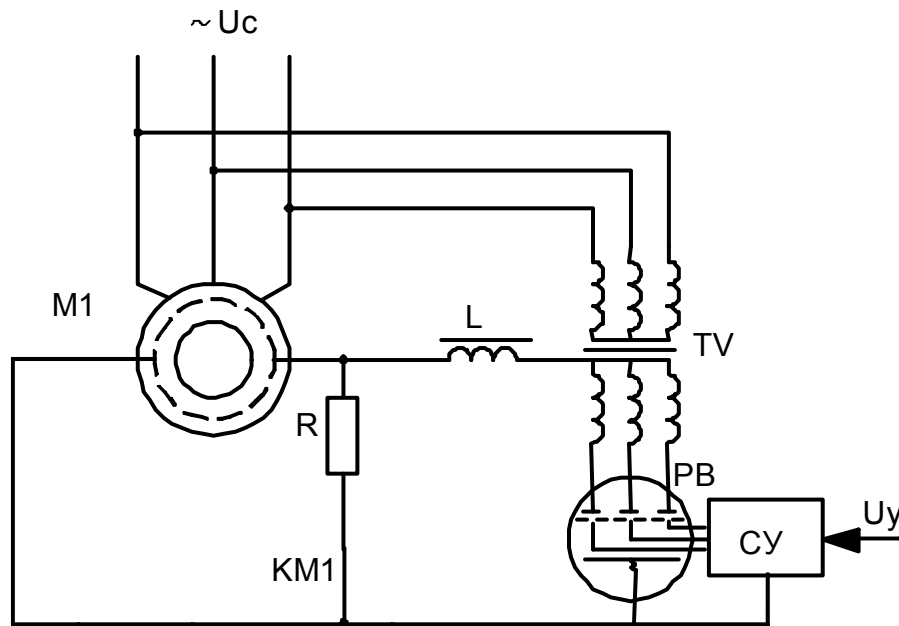


Рисунок 5.37 – Схема питания обмотки возбуждения от ионного преобразователя

Для мощных СД ещё используется схемы питания обмотки возбуждения от ионных преобразователей. Принципиальная схема системы возбуждения с ионным преобразователем тока приведена на рис 5.37.

Основными элементами подобных систем являются:

1. Силовой трансформатор (TV);
2. Ртутные выпрямители (экситроны, игнитроны PB);
3. Сглаживающий реактор(L);
4. Защитные аппараты(анодные и катодные автоматы);
5. Аппаратура сеточного управления;
6. Аппаратура собственных нужд(зажигание, возбуждение, охлаждение).

Однако в связи с внедрением полупроводников, в системах возбуждения СД используются полупроводниковые возбудители:

1. Система с трансформатором и управляемыми полупроводниковыми вентилями (рисунок 5.38);
2. Система с встречно-параллельным включением управляемого выпрямителя и выпрямительным устройством на неуправляемых вентилях (рисунок 5.39);
3. Система с МУ и выпрямительным устройством на неуправляемых вентилях (рисунок 5.40);
4. Система смешанного возбуждения с воздействием по напряжению и току выпрямленного переменного тока статора трёх разновидностей:
 - a) Система с отдельными блоками выпрямленного напряжения и тока статора;
 - b) Система с дросселем-трансформатором, в которой основная обмотка дросселя через выпрямительное устройство на неуправляемых вентилях поступает на обмотку возбуждения, а токовая обмотка включена в цепь статора
 - c) Система с трёхобмоточным трансформатором

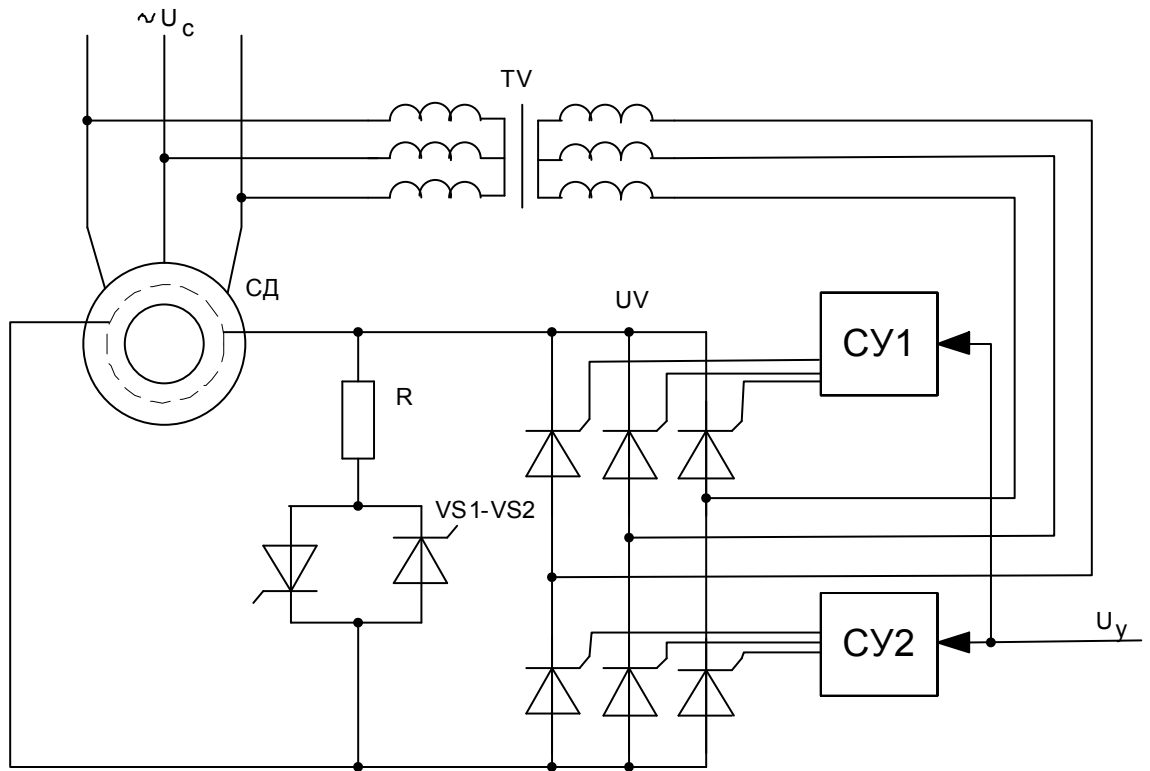


Рисунок 5.38 – Схема с трансформатором и полупроводниковыми управляемыми вентилями

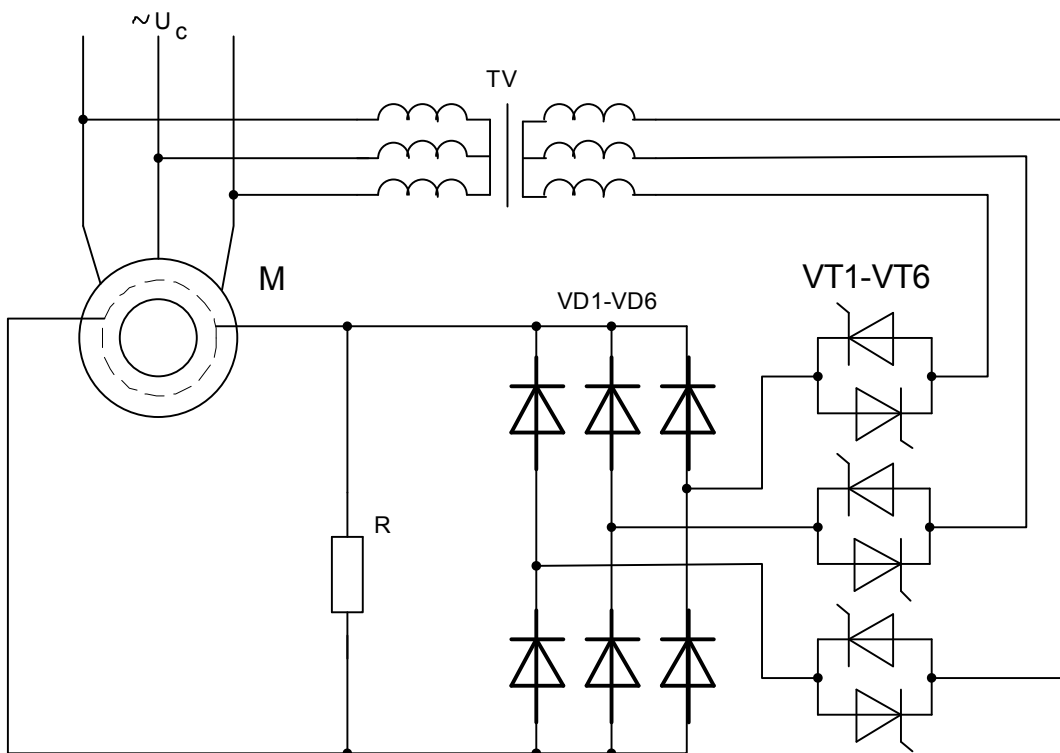


Рисунок 5.39 – Схема с встречно-параллельным включением вентилей

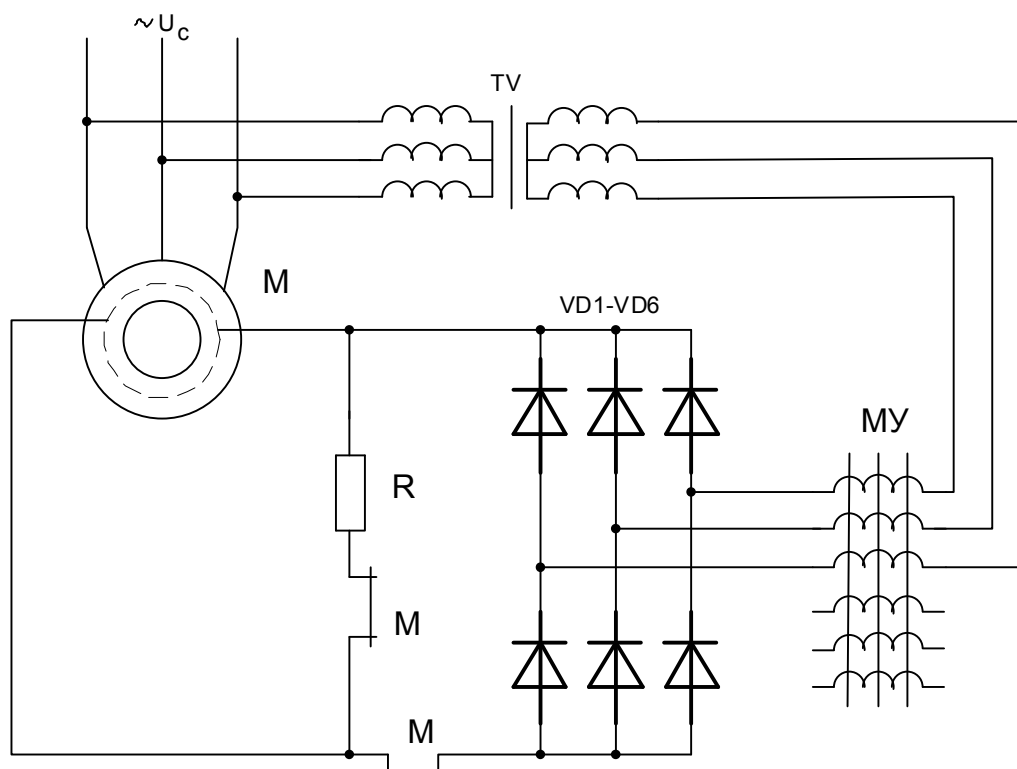


Рисунок 5.40 – Схема с магнитным усилителем

В системах возбуждения в период пуска СД обмотка возбуждения подключается к разрядному сопротивлению R , а в период синхронизации и синхронной работы отключается от разрядного сопротивления R и подключается на выпрямительное устройство.

Все рассмотренные выше системы возбуждения с статическими преобразователями тока обеспечивают синхронному двигателю высокую статическую и динамическую устойчивость и высокие технико-экономические показатели.

Обеспечение оптимальных режимов работы СД и питающей системы при любом отклонении напряжения и частоты переменного тока и момента нагрузки от номинальных значений достигается регулированием возбуждения СД. Работа СД при неизменном возбуждении и значительном колебании нагрузки на валу сопровождается изменениями его реактивной мощности. Это вызывает ряд нежелательных явлений (уменьшение КПД, использование СД по моменту и др.)

В зависимости от требуемых режимов работы регулирование возбуждения СД может осуществляться по следующим законам:

1. Регулирование возбуждения СД в зависимости от изменения напряжения в системе электроснабжения;
2. Регулирование возбуждения СД, на постоянство отдачи реактивной мощности;
3. Регулирование возбуждения СД на постоянство коэффициента мощности $\cos\varphi$;
4. Регулирование возбуждения СД по току статора;
5. Регулирование возбуждения СД по внутреннему углу Θ ;
6. Регулирование возбуждения СД на минимум потерь электроэнергии;

В ряде случаев может оказаться целесообразным регулирование возбуждения СД по более сложным законам, например двухканальное управление по напряжению и по току статора, по напряжению и углу Θ , по активной составляющей тока статора и коэффициенту мощности $\cos\varphi$ и др. При проектировании рационального автоматизированного электропривода вопрос о выборе закона АРВ СД должен решаться на основе тщательного

технико-экономического основания, сопоставляя режимы работы как самого привода, так и питающей системы. При выборе закона АРВ СД можно пользоваться следующими рекомендациями:

1. В системах с равномерной нагрузкой и стабильным уровнем напряжения целесообразно работу СД осуществлять с неизменным током возбуждения, обеспечивающим оптимальный режим.

2. В системах с равномерной нагрузкой и изменяющимся уровнем напряжения вследствие дефицита реактивной мощности целесообразно регулировать возбуждение СД на постоянство напряжения на шинах питающей подстанции с ограничением по максимальному значению тока ротора.

3. В системах с неравномерной нагрузкой в качестве закона АРВ СД целесообразно применять регулирование на поддержание оптимального напряжения узла нагрузки.

4. Для синхронных ЭП большой мощности ($<1000\text{кВТ}$), работающих на резкопеременную нагрузку, целесообразно применять закон АРВ на постоянство отдачи реактивной мощности.

5. Для синхронных ЭП широкого диапазона мощностей, работающих с медленно меняющейся нагрузкой, возможно применение закона регулирования возбуждения на постоянство коэффициента мощности на шинах питающей подстанции.

Для осуществления требуемых динамических режимов при возмущающих воздействиях в системе электропривода используют гибкие обратные связи по производной активной составляющей тока статора, обеспечивающей демпфирование колебаний ротора при наборе нагрузки на вал СД, и квадрату активного или полного тока статора, по повышающей быстродействие системы автоматического регулирования за счёт фарсировки тока возбуждения.

Как правило, регулирование возбуждения СД осуществляется по более сложным алгоритмам, включающим и сигналы гибких обратных связей.

Система управления синхронного электропривода с суммирующим усилителем

Рассмотрим систему, обеспечивающую автоматическое регулирование напряжение возбуждения СД с суммирующим усилителем на примере комплексного тиристорного возбудителя с АРВ серии ТЕ8. Функциональная схема такой системы приведена на рисунке 5.41. Обмотка статора высоковольтного СД питается от сети (от ЛЭП через понижающий трансформатор Т1) $U_{C1}=10\text{кВ}$. Обмотка возбуждения двигателя питается от тиристорного возбудителя UL, подключенного к сети низкого напряжения $U_{C2}=380\text{В}$ через трансформатор Т2. Управление тиристорами обеспечивает система импульсно-фазового управления (СИФУ) AUL.

Система автоматического регулирования тока возбуждения синхронного электропривода включает в себя задатчик тока возбуждения двигателя в виде управляемого задатчика статического режима S и задатчика угла сдвига тока статора от его напряжения $S\varphi$; измерительные устройства обратных связей, необходимых для формирования алгоритмов управления, в которые входят: датчик напряжения статора U, подключённый через трансформатор TV, датчик тока питающей сети UA1 и тока статора UA2, подключённые к трансформаторам тока ТА1 и ТА2, и датчик тока возбуждения UA3, подключённый к трансформаторам ТА3, а также суммирующий усилитель напряжения и тока А.

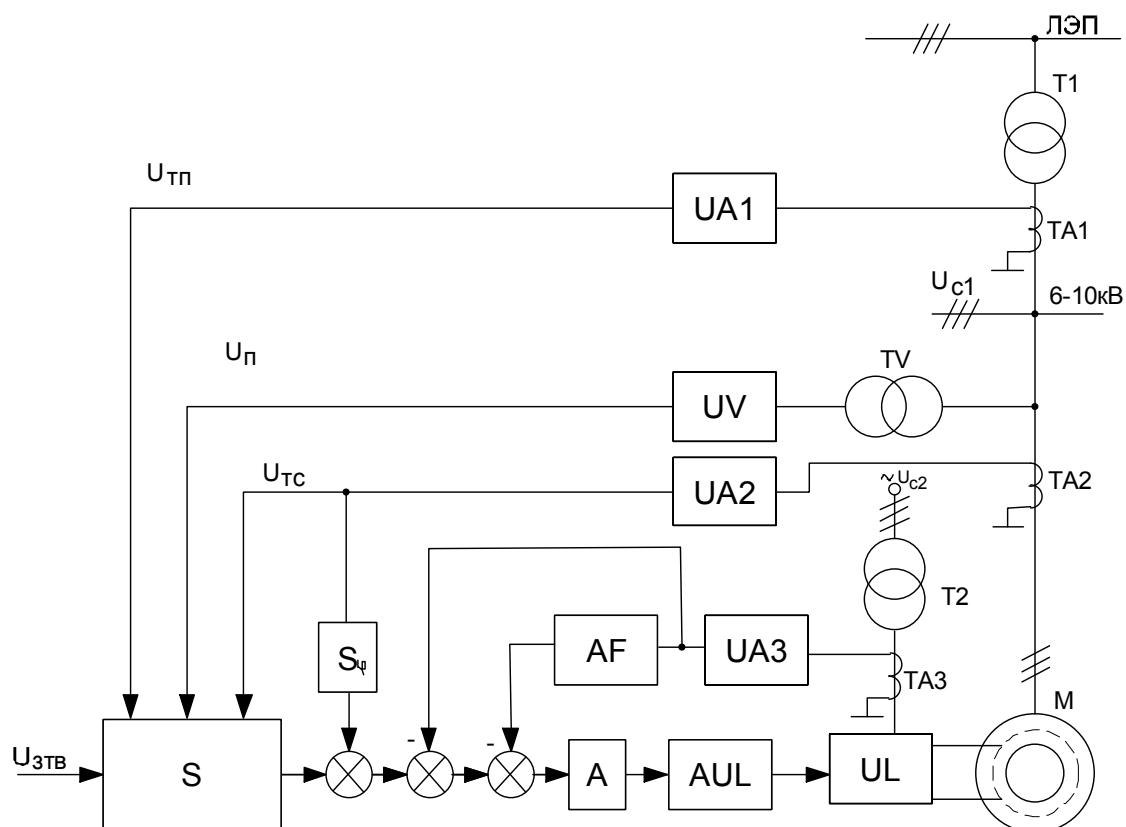


Рисунок 5.41 – Схема АРВ СД с суммирующим усилителем

Система управления электропривода с возбудителями типа ТЕ8 имеет ручной и автоматический каналы регулирования возбуждения. При ручном управлении электроприводом обеспечивается пуск синхронного двигателя при полном (прямой) или пониженном (легкий или тяжёлый) напряжениях на обмотке статора, с автоматической подачей возбуждения с контролем тока статора и формировку возбуждения до $1,75 \cdot I_{ВН}$ при снижении питания двигателя на 15-20% от номинального значения. При работе режиме автоматического управления система электропривода дополнительно к функциям ручного управления обеспечивает управление током возбуждения по любому из рассмотренных алгоритмов управления.

Система автоматического регулирования тока возбуждения СД представляет собой замкнутую систему автоматического управления с жесткими и гибкими обратными связями, обеспечивающими требуемые статические динамические режимы работы. Алгоритмы работы формирует задатчик статического режима S. Он получает сигналы обратных связей по току питающей сети $U_{тп}$, напряжению $U_{п}$ и току $U_{тс}$ статора и вырабатывает сигналы управления, пропорциональные напряжению статора одной из величин; полному, активному и реактивному токам статора; углом сдвига фаз питающей сети фп и двигателя фд и реактивному току питающей сети. Задатчик угла S_{ϕ} работает аналогично задатчику статического режима S и предназначен для изменения угла нагрузки, когда S изменяет другие переменные.

При повешении током ротора его номинального значения используется ограничитель тока ротора AF, котором с выдержкой времени, отсчитываемой реле времени, включает отрицательную обратную связь по току ротора, снижающую ток ротора до номинального значения.

В зависимости от включения регулятора возбуждения могут использоваться различные алгоритмы управления возбуждением. Общим для всех алгоритмов является стабилизация

тока возбуждения асинхронного двигателя в замкнутой САУ с отрицательной обратной связью по току возбуждения двигателя. Алгоритм управления формируется задатчиком статического режима S:

$$U_{yB} = U_{zB} - U_{TB} = U_{zB} - k_{TB}i_B, \quad (5.132)$$

где U_{yB}, U_{zB}, U_{TB} - напряжения управления, задания и обратной связи по току возбуждения ; i_B - ток возбуждения ; k_{TB} - коэффициент обратной связи по току возбуждения ротора.

ЭДС возбуждения определяется:

$$E_B = U_{yB}K_yK_{пв}, \quad (5.133)$$

где $K_y, K_{пв}$ - коэффициенты усиления суммирующего усилителя и тиристорного преобразователя возбуждения.

Стабилизация напряжения питания при равномерной нагрузке осуществляется за счет отрицательной обратной связи по напряжению, при которой напряжение управления АРВ вместе с обратной связью по току возбуждения имеет вид:

$$U_{yB} = U_{zB} - k_{TB}i_B + k_H(U_{зп} - U_{п}), \quad (5.134)$$

где $U_{п} = U_{с1}, U_{зп}$ - текущие и заданное значение напряжения питания; k_H - коэффициент обратной связи по напряжению.

Отрицательная обратная связь по напряжению в комбинации с отрицательной связью по току возбуждения позволяет при резко-переменной нагрузке стабилизировать реактивную мощность за счет изменения $U_{зп}$ в функции изменения реактивного тока статора:

$$U_{зп} = U_{п,ср} = f\left[\int_0^t (I_{зр} - i_p) dt\right]. \quad (5.135)$$

Для улучшения динамических режимов используются положительные обратные связи по производной и квадрату активной составляющей тока статора, обеспечивающие соответственно демпфирование колебаний ротора и форсировку тока возбуждения СД. В этом случае напряжение управления АРВ определяем по выражению:

$$U_{yB} = U_{zB} - K_{TB}i_B + K_H(U_{п,ср} - U_{п}) + K_{TA1} \frac{di_A}{dt} + K_{TA2}i_A^2, \quad (5.136)$$

где i_a - активная составляющая тока статора; K_{TA1}, K_{TA2} - коэффициенты обратных связей по производной и квадрату i_a .

Для регулирования реактивной мощности ($\theta = \text{const}$) в электроприводах с резкопеременной нагрузкой используются отрицательные обратные связи по току возбуждения и по реактивному току статора, а для требуемых динамических режимов используется еще связь по производной и квадрату активной составляющей тока статора обеспечивающее демпфирование колебаний ротора и форсировку тока возбуждения. Напряжение управления АРВ имеет вид:

$$U_{VB} = U_{3B} - K_{TB}i_B + K_{TP}(I_{3P} - i_P) + K_{TA1} \frac{di_A}{dt} + K_{TA2}i_A^2, \quad (5.137)$$

где i_P, I_{3P} - текущее и заданное постоянное значение реактивной составляющей тока статора; K_{TP} - коэффициент обратной связи по реактивной составляющей тока статора. Для других алгоритмов управления уравнения U_{VB} записываются аналогичным образом.

Система управления асинхронного электропривода с подчиненным регулированием координат

Система управления АРВ синхронным электроприводом с подчиненным регулированием координат осуществляется в комплексных тиристорных устройствах типа КТУ. Функциональная схема такой системы приведена на рисунке 5.42. Это трехконтурная система подчиненного регулирования с контурами тока возбуждения, реактивного тока статора и напряжения питания. Регулирование требуемых координат электропривода обеспечивается регуляторами напряжения статора АВ, реактивного тока статора АА1 и тока возбуждения АА2. Сигналы обратных связей поступают с датчиков напряжения UV, реактивного тока статора UA1 и тока возбуждения (ротора) UV2.

Задающим сигналом системы является напряжение задания, подаваемое в двух уровнях напряжения: минимальное $U_{зп, \min}$ и максимальное $U_{зп, \max}$ для улучшения динамических режимов на регулятор АА1 дополнительно вводятся сигналы, пропорциональные производной $U_{та}$, 1-й квадрату $U_{та}$, 2 активной составляющей тока статора, обеспечивающие соответственно демпфирование колебаний ротора и форсировку тока возбуждения при набросе нагрузки на синхронный двигатель. Кроме этого, система электропривода ограничивает минимальное и максимальное значения тока возбуждения, определяемые выходом СД из синхронизма и его нагревом. Минимальное значение тока возбуждения задается в виде уставки $U_{зтв, \min}$, подаваемой на регулятор АА2, а максимальное – через регулятор АА1 в виде напряжения ограничения $U_{огр}$. Это напряжение формируется в дополнительном пропорциональном регуляторе тока возбуждения АА3, на вход которого подаются уставки: максимального значения тока возбуждения $U_{зтв, \max}$ и напряжение обратной связи $U_{тв, ср}$, пропорциональное среднеквадратичным значениям токов статора и ротора, получаемое с интегратора АJ. На входе АJ напряжение задания тока $U_{зт}$ сравнивается с сигналами, пропорциональными полному току статора $U_{тс}$ и току возбуждения ротора $U_{тв}$. При превышении этими токами значений уставки тока задания $U_{зт}$ интегратор начинает интегрировать, выходя из насыщенного состояния, соответствующего $U_{зт}$, что и обеспечивает снижение напряжения $U_{огр}$ и, соответственно, напряжения задания контура тока возбуждения $U_{зтв}$ и значения тока возбуждения.

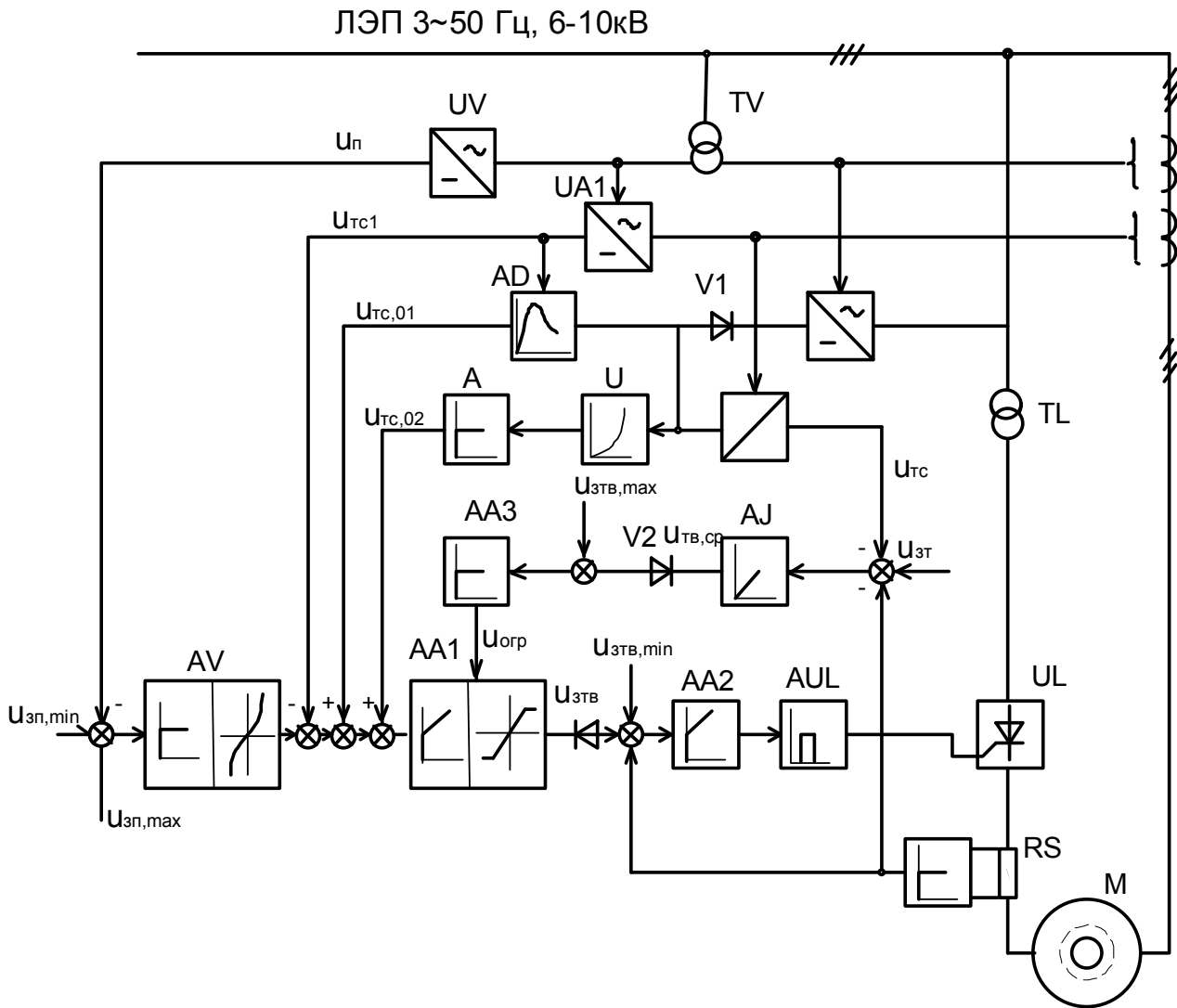


Рисунок 5.42 – Функциональная схема системы управления возбуждением СД с подчиненным регулированием

Структурная схема такой системы ЭП с подчиненным регулированием тока возбуждения СД приведена на рисунке 5.43. В данной системе СД представляет собой сложный нелинейный объект управления, процессы в котором можно рассматривать (упрощенно) «в малом» при отклонении переменных от выбранного статического равновесия. В связи с этим СД можно представить последовательно включенными линейными звеньями со следующими передаточными функциями и дифференциальными уравнениями.

Цепь возбуждения двигателя:

$$W_B(p) = \frac{\Delta I_B}{\Delta U_B} = \frac{T'_B p + 1}{R_B (T_B p + 1) \cdot (T'_B p + 1)}, \quad (5.138)$$

где ΔU_B , ΔI_B – изображения изменений напряжения и тока возбуждения СД;

$T_B = L_B / R_B$ – постоянная времени цепи возбуждения;

L_B , R_B – полная индуктивность и сопротивление цепи возбуждения;

T'_B – постоянная времени, учитывающая взаимную индуктивность обмоток ротора и статора;

$T_B^{//}$ - постоянная времени, учитывающая не мгновенное нарастание ΔU_B .
 Передаточная функция цепи реактивного тока:

$$W_p(p) = \frac{\Delta I_p}{\Delta I_B} = K_{CD} \frac{T_{PT} p + 1}{T_B'' p + 1}, \quad (5.139)$$

где ΔI_p – изображение приращения реактивного тока;

K_{CD} – коэффициент передачи синхронного двигателя;

T_{PT} – постоянная времени датчика реактивного тока.

Напряжение питания СД можно оценить (приближенно) по реактивному току статора, так как:

$$\Delta U_n \approx \Delta i_p X_{ПЭ},$$

где $X_{ПЭ}$ – эквивалентное фазное реактивное сопротивление питающей сети.

Цепь активного тока:

$$\Delta I_a = \Delta I_p \operatorname{tg} \theta^0 - \frac{U_n / (\omega_c \cdot X_d) + I_p^0}{\cos^2 \theta^0}, \quad (5.140)$$

где θ^0 – фиксированный установившийся угол поворота ротора относительно поля статора СД;

U_n – напряжение питания СД;

I_p^0 – фиксированное установившееся значение реактивного тока статора;

ω_c – угловая частота тока статора;

X_d – реактивное фазное сопротивление двигателя.

Электромагнитный момент СД оценивается активным током, следовательно:

$$\Delta I_a - \Delta I_{ac} = -T_\theta T_M p^2 \Delta \Theta, \quad (5.141)$$

где ΔI_{ac} – изображение приращения активного тока статора при статической нагрузке;

T_θ , T_M – электрическая и механическая постоянные времени ЭП.

Оптимизация контуров регулирования производится на оптимум по модулю.

За малую некомпенсированную постоянную времени принимаем:

$$T_\mu = T_{ПВ} + T'_B + T''_B + T_{ТР},$$

А передаточная функция регулятора тока возбуждения имеет вид:

$$W_{ОКТВ}(p) = \frac{T'_B p + 1}{(2T_\mu p (T_\mu p + 1) + 1) \cdot K_{ТВ}}. \quad (5.142)$$

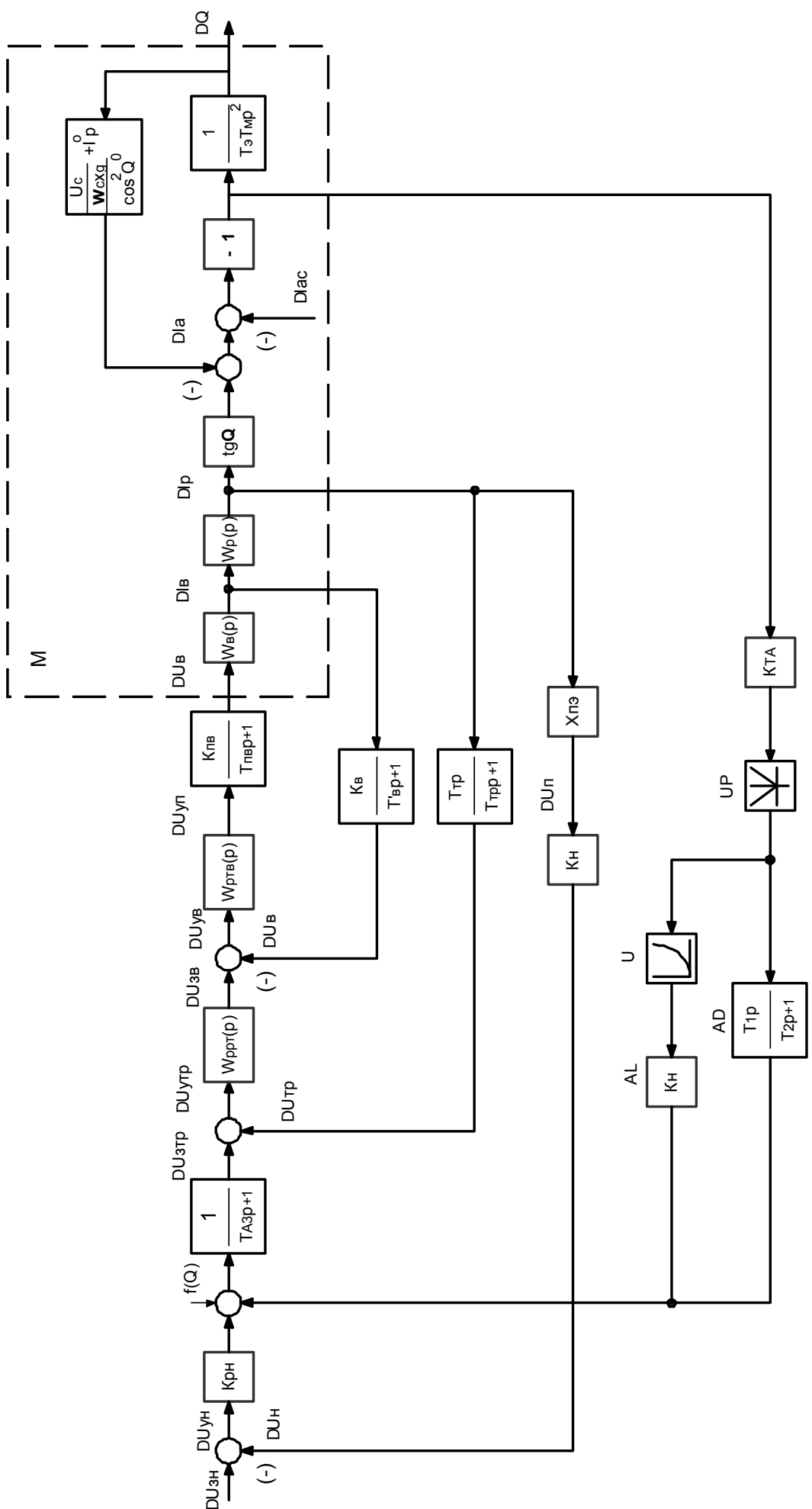


Рисунок 5.43 - Структурная схема системы подчиненного регулирования возбуждения СД

В контуре регулирования реактивного тока не оказывается постоянной времени, которую необходимо компенсировать, так как компенсация форсирующего действия звена $(T_{вр}+1)$ в (5.142) производится непосредственно в самом СД (5.139). Регулятор реактивного тока принимаем пропорционально-интегральным с передаточной функцией:

$$W_{PPT}(p) = \frac{(\sqrt{2}T_{\mu}p + 1) \cdot K_{ТВ}}{2T_{\mu TP} K_{CD} K_{TP} p}, \quad (5.143)$$

где $T_{\mu TP}$ – постоянная времени контура регулирования реактивного тока.

Принимая постоянную времени датчика реактивного тока $T_{рт} \% < T_{\mu}$ с учетом ПИ-регулятора можно добиться предельно возможного быстродействия контура.

Регулятор напряжения выполняется П-м с нелинейной характеристикой. Он обеспечивает при набросах нагрузки компенсацию падения напряжения в питающей сети путем увеличения реактивной составляющей тока в соответствии с соотношением:

$$\Delta i_p \cong \frac{X_{ПЭ}}{2U_{П}} i_a^2. \quad (5.144)$$

Корректирующие связи по производной и квадрату активного тока статора выполняются в виде дифференциального регулятора АД и регулятора форсировки АЛ (рисунок 5.43). Дифференциальный регулятор обеспечивает демпфирование колебаний ротора при набросе нагрузки на вал СД. Тогда передаточная функция системы регулирования имеет вид:

$$W_p(p) = \frac{\frac{\cos^2 \Theta^0}{U_{П} / (\omega_C x_D) + I_P^0} (T_D p + 1)}{\frac{\cos^2 \Theta^0}{U_{П} / (\omega_C x_D) + I_P^0} T_{Э} T_M p^2 + T_D p + 1}, \quad (5.145)$$

где T_D – постоянная времени корректирующей цепи дифференциального регулятора.

Оптимальный коэффициент дешифрирования колебаний получается при постоянной времени дешифрирования:

$$T_D = \sqrt{\frac{2 \cos \Theta^0}{U_{П} / (\omega_C x_D) + I_P^0} T_{Э} T_M}. \quad (5.146)$$

Это реализуется введением Д-регулятора с передаточной функцией:

$$W_{DP}(p) = \frac{T_1 p}{T_2 p + 1}, \quad (5.147)$$

где $T_1 = (K_{TP} / K_{Ta} \operatorname{tg} \Theta^0) T_D$; $T_2 = T_1 - T_{ктр}$;

$T_{ктр}$ – постоянная времени замкнутого контура регулирования реактивного тока.

Регулятор форсировки возбуждения АЛ осуществляет форсировку тока возбуждения, пропорциональную сигналу квадрата активной составляющей тока, формируемому квадратичным преобразователем U . Постоянство знака сигнала обратной связи i_a обеспечивает устройство выделения UP .

Комплектные устройства и АРВ с подчиненным регулированием параметров изготавливаются для управления возбуждением синхронных двигателей ЭП прокатных станков.

Система частотного управления синхронного электропривода

Регулируемый по скорости СЭП при наличии соответствующей системы управления по своим динамическим характеристикам может быть равноценен приводу постоянного тока с подчиненным регулированием.

При этом статические характеристики и некоторые электродинамические показатели будут лучше. Создание тиристорных (транзисторных) преобразователей частоты позволяет расширить область применения частотно-регулируемого синхронного электропривода на средние и большие мощности.

В системах синхронного электропривода используются преобразователи частоты как со звеном постоянного тока с АИН и АИТ, так и преобразователи частоты с непосредственной связью (НЧПС), работающих в режимах источников напряжения или тока. Такие СУЭП позволяют обеспечивать двухзонное регулирование скорости, как вниз так и вверх от синхронной скорости. При регулировании скорости СД необходимо вместе с регулированием частоты f осуществлять регулирование напряжения U . Закон изменения U и f аналогичен законам в АД, но системы управления СД проще из-за отсутствия необходимости стабилизации скорости при изменении нагрузки. Это позволяет использовать разомкнутые СУЭП(скорости) с регулированием напряжения и частоты и применить их при продолжительных режимах работы, основное значение которых имеют место в установившемся режиме.

В динамике такие СУЭП обеспечивают частотный пуск синхронного двигателя с небольшим быстродействием. Для обеспечения большего быстродействия электроприводов, в кратковременных и повторно-кратковременных режимах, используются замкнутые системы регулирования скорости и момента с управлением преобразователями частоты в функции положения ротора или положения результирующего вектора потокосцепления. Для таких систем применяется векторное управление.

Схема двухфазной модели синхронного двигателя приведена на рисунке 5.44.

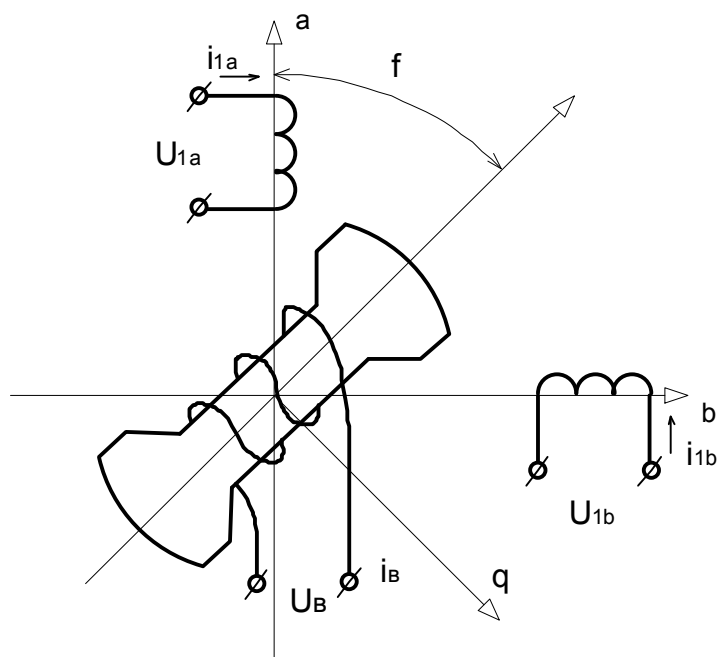


Рисунок 5.44 – Схема двухфазной модели синхронного двигателя

В синхронном двигателе (СД) ротор вращается синхронно полюсам статора и при работе в двигательном режиме ротор отстает от поля статора на угол $\Theta = \varphi_0 - \varphi$, где $\varphi_0 = \omega_0 t$ - угол, определяемый вращением поля статора, а $\varphi = \omega t$ - вращением (положением) ротора. Синтез таких СУЭП удобнее осуществлять на базе дифференциальных уравнений обобщенной машины, записанных в осях d,q при $\omega_\kappa = \omega$ с учетом наличия на роторе СД обмотки возбуждения, когда ось d ориентирована по току возбуждения двигателя. Уравнения имеют следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} U_{1d} &= R_1 i_{1d} + \frac{d\Psi_{1d}}{dt} - \omega \Psi_{1q}; \\ U_{1q} &= R_1 i_{1q} + \frac{d\Psi_{1q}}{dt} - \omega \Psi_{1d}; \\ U_B &= R_B i_B + \frac{d\Psi_B}{dt}; \\ M &= \frac{m}{P_{II}} (\Psi_{1d} i_{1q} - \Psi_{1q} i_{1d}). \end{aligned} \right\} \quad (5.148)$$

Потокосцепления с учетом, что для явнополюсного ротора СД $L_{1d} \neq L_{1q}$ и $L_{12d} \neq L_{12q}$:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{1d} &= L_{1d} i_{1d} + L_{12d} i_B; \\ \Psi_{1q} &= L_{1q} i_{1q}; \\ \Psi_B &= L_B i_B + L_{12d} i_{1d}, \end{aligned} \right\} \quad (5.149)$$

где $U_B, i_B, \Psi_B, R_B, L_B$ – напряжение, ток, потокосцепление, сопротивление и индуктивность обмотки возбуждения СД.

Вектор напряжения статора U_1 , определяющий поле статора, вращается со скоростью поля ротора, отставая от него на угол Θ , как и поле статора. Согласно рисунку 5.44 запишем:

$$\left. \begin{aligned} U_{1d} &= U_1 \sin \Theta; \\ U_{1q} &= -U_1 \cos \Theta, \end{aligned} \right\} \quad (5.150)$$

где U_1 – максимальное (амплитудное) значение напряжения статора.

С учетом выражения (5.149) момент двигателя выразим через магнитный поток возбуждения (потокосцепления Ψ_B) с учетом того, что $m=3$:

$$M = \frac{3}{2} P_{II} \Psi_B i_{1q} \frac{L_{12d}}{L_B}. \quad (5.151)$$

Согласно уравнений (5.148) - (5.151) регулирование скорости и момента обеспечивается изменением напряжения статора U_1 , составляющих тока i_{1q}, i_{1d} и потокосцепления Ψ_{1q}, Ψ_{1d} статора и ротора Ψ_B .

Имеются различные системы регулирования скорости СД. В частности для привода крупных шаровых мельниц наиболее широкое распространение получили СД мощностью 6 МВт и более. При такой мощности серьезную проблему составляет изготовление надежных

редукторов. Поэтому используют безредукторные системы электропривода с СД с частотой вращения 10-12 об/мин. Одна из схем частотно-управляемого синхронного электропривода приведена на рисунке 5.44.

На схеме приведены следующие обозначения: АЖ-здатчик интенсивности ; АR,АL,АА-регулятор скорости, тока возбуждения, фазного тока ; ПК1,ПК2- преобразователи координат; UL- возбудитель; UZ- преобразователь частоты; М-синхронный двигатель; ВQ- датчик положения ротора; ВR-тахогенератор.

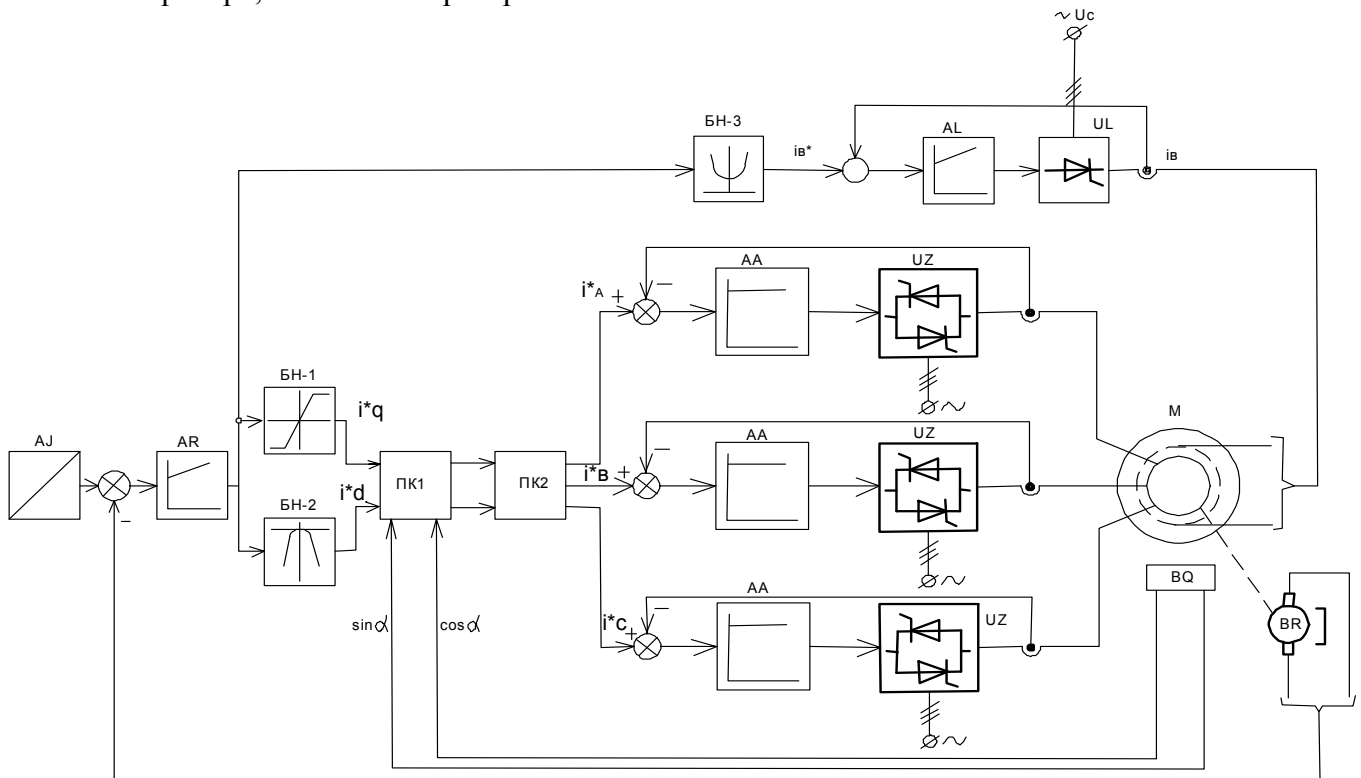


Рисунок 5.44 – Схема частотного регулирования СД

Разработаны различные системы векторного управления СД. Интерес представляет система с управляемым инвертором преобразователя частоты в функции положения ротора (функциональная схема приведена на рисунке 5.45). Эта система получила название бесконтактной машины постоянного тока или вентильного двигателя (ВД).

Конструктивно электромеханическая часть ВД представляет собой синхронную машину, но по своим свойствам принципиально от нее отличается. Для СД работающего совместно с сетью и синхронизированного с ней характерна «упругая связь» между ротором и вращающимся магнитным полем статора. Это приводит к отсутствию синфазности поля и ротора, изменению угла нагрузки, качанию ротора. Однако скорость ротора в СД остается постоянной. Следствием этих явлений является сложность пуска СД, неустойчивость и опасность выпадения из синхронизма при превышении определенного уровня нагрузки.

В ВД благодаря обратной связи по положению ротора осуществляется самосинхронизация вращения ротора и магнитного поля. При этом автоматически обеспечиваются устойчивая работа двигателя и постоянный угол нагрузки. Опасность качания ротора и выпадения из синхронизма в ВД отсутствуют. При этом свойства двигателя приближаются к свойствам машин постоянного тока.

В такой системе преобразователь частоты регулирует напряжение, частоту, а так же выполняет роль электронного коммутатора (коллектора), который переключает обмотки статора при повороте вала ротора на определенный угол, так, как это осуществляет щеточно-

коллекторный узел в двигателе постоянного тока. В двигателе постоянного тока число фаз обмотки якоря определяется допустимым напряжением между соседними коллекторными пластинами и ЭДС самоиндукции в коммутируемой секции, а при применении электронного коммутатора эти ограничения снимаются и количество фаз может быть любым (три- как в СД или более).

Переключение фаз осуществляет инвертор с помощью СУ АУ2, представляющей собой формирователь и распределитель импульсов, управляющих переключением тиристоров. Такое переключение осуществляется в функции угла поворота вала ротора φ , контролируемого и задаваемого датчиком положения ВQ. При этом угол Θ перестает зависеть от момента нагрузки и определяется лишь начальной установкой датчика, то есть его ориентированием относительно геометрических осей машины. Следовательно, СУ с ВД более устойчивые чем с СД, так как у него нет склонности к качаниям ротора и возможности потери статической устойчивости, поскольку процесс коммутации тиристоров UZA происходит только при повороте ротора на угол φ_p .

В СУЭП с ВД используется ПЧ со звеном постоянного тока с АИН и АИТ, а так же НПЧ, работающие в качестве источников напряжения и тока. При использовании ПЧ со звеном постоянного тока для ВД малой мощности применяются АИН с транзисторными коммутаторами, а при большой мощности АИТ с естественной коммутацией тиристоров, как более простому инвертору, позволяющему легче осуществлять управление моментом двигателя и проще обеспечить рекуперативное торможение двигателя.

СУЭП с электронным коммутатором позволяет повысить надежность, улучшить эксплуатационные характеристики и сообщить принципиально новые возможности СД. Для упрощения конструкции ВД на его роторе вместо обмотки возбуждения используются постоянные магниты, что исключает применение коммутационного вращающегося узла в роторе. Это используется в ВД малой мощности (до 1 кВт).

Однако ВД лишились главного свойства СД- независимость скорости от нагрузки, появляется статизм. Однако использование СУЭП ВД с обратной связью по скорости с подчиненным регулированием координат позволяет исправить этот недостаток и сформировать линейные механические характеристики на рабочем участке.

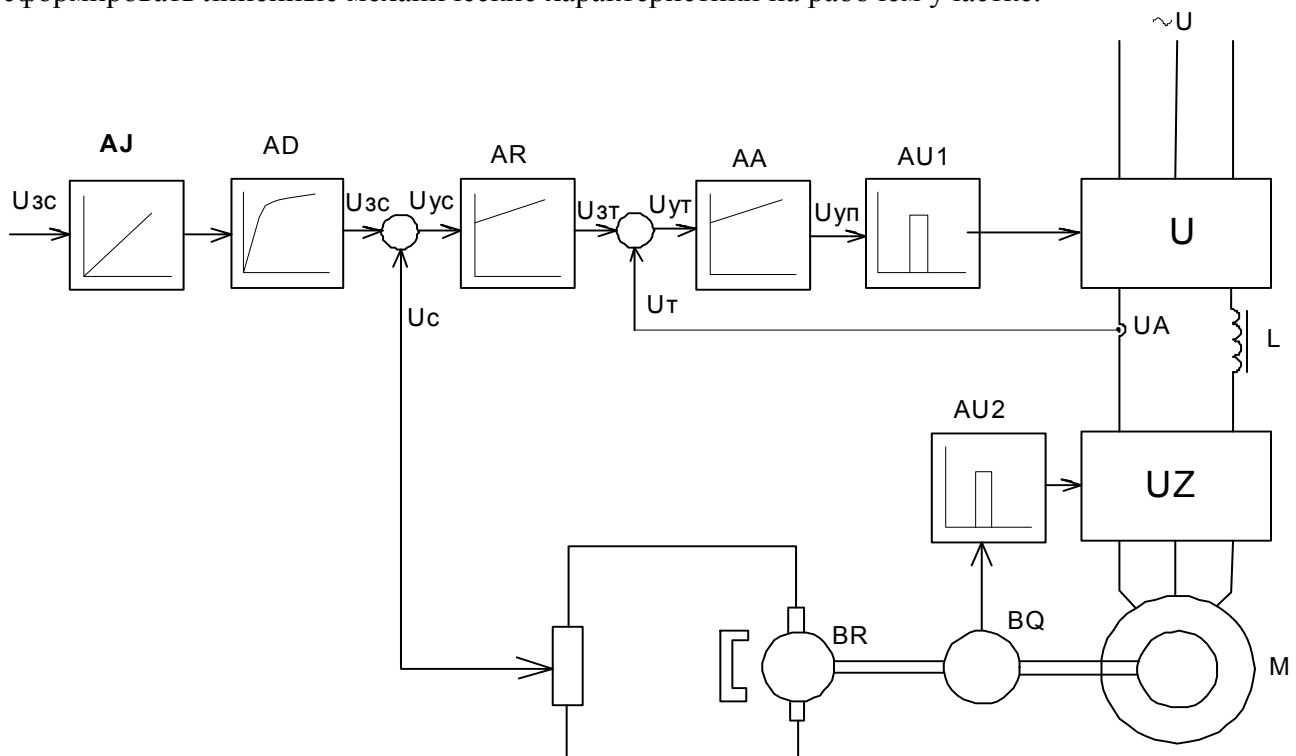


Рисунок 5.45 – Схема управления вентильным двигателем

СУЭП с ВД (рисунок 5.45) является двухконтурной системой напряжения с воздействием на управляемый выпрямитель с помощью СУВ- АУ1. Внутренним контуром является контур тока статора с регулятором тока АА. Контроль тока статора осуществляет датчик тока UA, включенный в звено постоянного тока. Наружным контуром является контур скорости с регулятором скорости AR и датчиком скорости BR.

Синтез регуляторов тока и скорости осуществляется согласно структурной схеме, аналогичной СУЭП постоянного тока, в которой преобразователь частоты принимается инерционным для учета действия индуктивности в звене постоянного тока. За некомпенсированную постоянную времени принимается постоянная времени выпрямителя. При оптимизации СУЭП согласно ОМ, так же как и СУЭП постоянного тока, регулятор тока получается пропорционально-интегральным, а регулятор скорости – пропорциональным. Механические характеристики в этом случае будут иметь статизм. При оптимизации контура скорости по симметричному оптимуму, регулятор скорости получается пропорционально-интегральным, обеспечивающим астатическую механическую характеристику. Форсирующее действие ПИ-регулятора скорости компенсируется аperiodическим звеном (фильтром) AD, включенным на вход СУЭП. Темп задающего напряжения осуществляется задатчиком интенсивности AJ.

Глава 6 Системы управления положением исполнительного органа

6.1 Принципы построения систем управления положением

Системы регулирования положения имеют очень широкий диапазон назначения. Они применяются в различных промышленных установках и работах в качестве систем наведения антенн, оптических радиотелескопов. Множество исполнительных двигателей от единиц до сотен кВт, их питание осуществляется от электромашинных, тиристорных преобразователей, транзисторных усилителей мощности.

Контроль положения осуществляется с помощью датчиков, которые в аналоговой или дискретной форме дают информацию о перемещении рабочего органа на протяжении всего пути. В качестве датчиков используются сельсины, импульсные и цифровые датчики и др.

В большинстве случаев мощные промышленные системы управления положением привода строятся по принципам подчиненного регулирования при питании ДПТ от ТП. На рисунке 6.1 СУ положением в которой при переключении переключателя П осуществляется замыкание аналогового или цифрового контура.

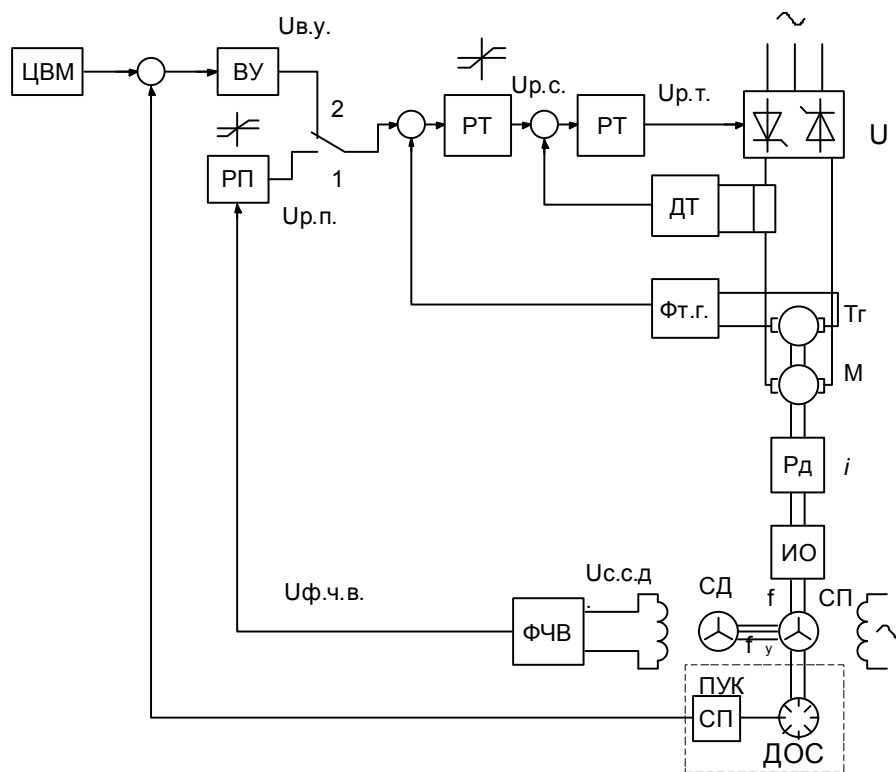


Рисунок 6.1 – Схема системы управления положением

В первом случае измерительными элементами являются сельсины, работающие в трансформаторном режиме. Сельсин-приемник (СП) связан с исполнительным органом (ИО), который приводится от двигателя М через редуктор РД. Подача на вход управляющего воздействия, которым является поворот сельсина датчика (СД) на некоторый угол φ_y относительно СП, вызывает появление на его однофазной обмотке напряжения переменного тока $U_{с.с.д}$, значение которого определяется значением угла рассогласования φ , а фаза – направлением поворота (знаком угла). Фазочувствительным выпрямителем (ФЧВ) напряжение выпрямляется, полярность $U_{ф.ч.в}$ определяется знаком рассогласования.

Напряжение, появляется на выходе РП, воздействуя на вход контура скорости, и двигатель вращается, обрабатывая рассогласования пока не установится равенство $\varphi = \varphi_y$.

При ограничении входного напряжения РП значением $U_{pn.огр}$ максимальная скорость двигателя не превышает номинального значения ω_n .

В цифровом контуре положения измерительным элементом является дискретный датчик обратной связи (ДОС). С помощью схемы преобразования (СП) с него снимается сигнал в двоичном коде, благодаря чему датчик вместе со схемой преобразования представляет собой преобразователь «угол-код» (ПУК) или преобразователь «линейное перемещение-код». Вычислительное устройство (ВУ), сравнивая полученные в цифровой форме предписанное значение и истинное значение, определяет код ошибки и вырабатывает в цифровой форме корректирующий сигнал, преобразуя результат вычислений в напряжение, действующее на вход контура скорости. Наиболее перспективное направление при создании цифровых систем управления положением – применение управляющих ЦВМ.

По принципу действия ЦВМ выполняет необходимые математические операции в течение определенного времени, называемого периодом дискретности. Если ЦВМ решает сложные задачи управления всем технологическим процессом и рассматриваемая система – одна из локальных систем, то период дискретности не будет сделан достаточно малым и использование ЦВМ в контуре регулирования нерационально. Тогда СУП выполняется как автономная, а ЦВМ вырабатывает предписанное значение перемещения в цифровом виде.

В цифровом контуре регулирования значения величины, полученной при математических действиях за период дискретности, остается неизменный и в последующий период дискретности. Происходит процесс квантования по времени (процесс превращения непрерывной функции времени в ступенчатую). Цифровое представление величин характеризуется тем, что возможна фиксация не любых значений величины, а ряда значений, отличающихся друг от друга на единицу младшего разряда. Так происходит квантование по уровню. Значит цифровой контур – нелинейная дискретная система.

В общем случае структуру цифровой системы регулирования положения (СРП) представим в виде (рисунок 6.2). Цифровые корректирующие устройства ЦКУ1 и ЦКУ2 обрабатывают информацию соответственно в ЦВМ и ВУ, реализуя принятые законы управления. Звенья постоянного запаздывания $e^{\tau_1 p}$, $e^{\tau_2 p}$, $e^{\tau_3 p}$ учитывают время, затраченное ЦВМ, ВУ и ПУК на обработку информации.

Эффект квантования по времени учитывается введением импульсных элементов (ключи), с периодами дискретности T_1 , T_2 , T_3 . Квантование по уровню осуществляется нелинейными элементами НЭ1, НЭ2, НЭ3, имеющими релейную характеристику с числом ступеней $N=2^a-1$, где a – число используемых двоичных разрядов. Экстраполятор Э преобразует дискретный сигнал в непрерывный. Экстраполяция – (лат. выпрямляю, изменяю) отыскание значений функции в точках, лежащих вне интервала, содержащего известные значения этой функции. Выходное напряжение экстраполятора воздействует на аналоговую неизменяемую часть контура положения с передаточной функцией $\overline{W_{нф}}(p)$.

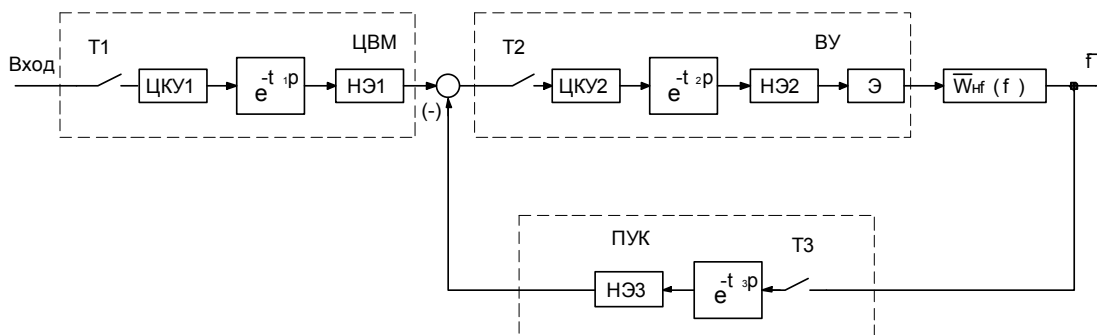


Рисунок 6.2 – Структура цифровой системы регулирования положения

6.2 СУП механизма в режиме позиционирования

Настройка в режиме малых перемещений

Позиционирование – режим работы СУП, при котором задачей системы является перемещение рабочего органа механизма из одного фиксированного положения в другое. При рассмотрении позиционной системы различают (рисунок 6.1) :

а) малые перемещения, при которых ни один из регуляторов не ограничивается и система работает как линейная ;

б) средние перемещения, при которых обработка происходит при ограничении РС, т.е. при ограничении якорного тока, но участок работы с постоянной скоростью отсутствует;

в) большие перемещения, при обработке которых двигатель в течении определенного времени работает на установившейся скорости в результате ограничения РП, а РС ограничивается при разгоне и торможении.

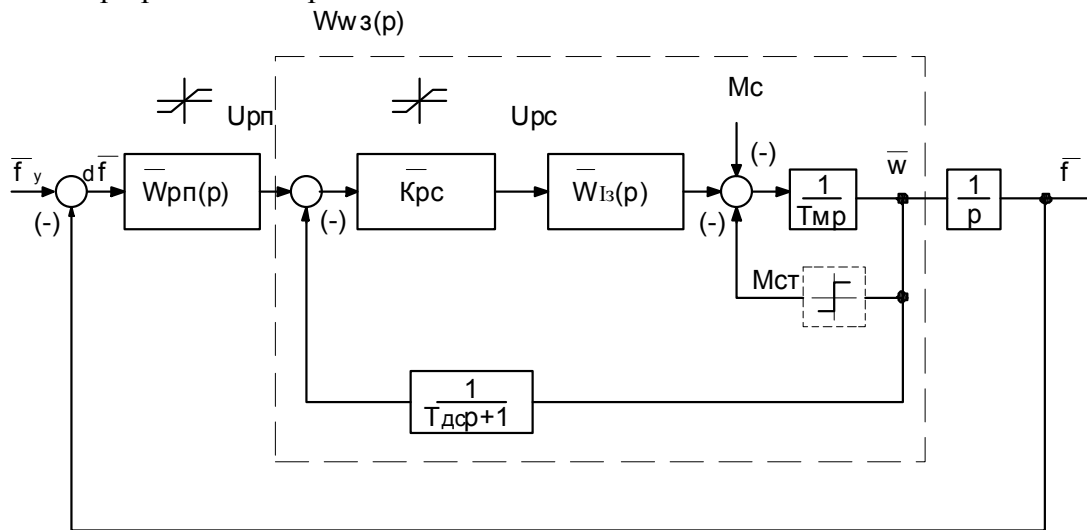


Рисунок 6.3 – Структурная схема системы регулирования положения

Будем рассматривать настройки контура положения в о.е, базовые значения $M_b = M_n$, $\omega_b = \omega_n$; $I_{яб} = M_b / C_d$ и $U_{дсб} = k_{дс} \cdot \omega_n$; $U_{рпб} = k_{дс} \cdot \omega_n \cdot R_{зс} / R_c$,

где $R_{зс}$ и R_c – входные сопротивления РС.

Базовое значение угла – угол, на который повернётся исполнительный вал при постоянной скорости двигателя ω_b за время t_b : $\varphi_b = \omega_b \cdot t_b / i$. Тогда угол поворота через ω_d выразится в о.е, $\bar{\varphi} = \bar{\omega} / (t_b p)$ (уравнение связывающее скорость двигателя и угол поворота).

Если в аналоговом контуре положения принять за базовое значение напряжения фазочувствительного выпрямителя $U_{фч.вб} k_{фч.вб} K_{сс} \varphi_b$, то передаточная функция разомкнутого контура положения будет:

$$W_p(p) = \bar{W}_{рп}(p) \cdot \bar{W}_{\omega_3}(p) \frac{1}{t_b p}.$$

Заменяем замкнутый контур скорости аperiодическим звеном (для определения параметров РП) $\bar{W}_{\omega_3}(p) \approx 1 / (T \omega_3 \cdot p + 1)$, следовательно для настройки системы на ОМ

применяем пропорциональный регулятор РП при $\bar{W}_{РП}(p) = \bar{k}_{РП} = \frac{t_\delta}{2T_{\omega_3}}$; где: $T_{\omega_3} = 2T_{\mu\omega}$ - эквивалентная постоянная времени замкнутого контура скорости.

Удобно за базовое значение времени $t_\delta = 1c$, тогда:

$$\bar{k}_{РП} = 1/T_{\omega_3} \quad (6.1)$$

Связь между коэффициентом усиления РП в о.е. и а.е. при $t_\delta = 1c$ получается в виде:

$$\bar{k}_{pn} = k_{pn} \frac{k_{\phi.z.v.} k_{cc} \varphi_\delta}{\frac{R_{z.c.}}{R_c} k_{d.c.} \omega_\delta} = k_{pn} \frac{k_{\phi.z.v.} k_{cc} R_c}{k_{d.c.} R_{z.c.} i} \quad (6.2)$$

Структурная схема системы при записи переменных в о.е. и в предположении, что обратной связью по ЭДС двигателя можно пренебречь приведена на рисунке 6.3.

Поскольку числитель имеет размерность времени, коэффициент РП в о.е. безразмерен. При действии на механизм активного момента нагрузки \bar{M}_C заданное положение поддерживается со статической ошибкой. В статике, когда $\bar{\omega} = \bar{\varphi} = 0$ а передаточный коэффициент замкнутого контура тока равен единице, она определяется

$$\delta\bar{\varphi}_{уст} = \frac{1}{\bar{k}_{РП} \cdot \bar{k}_{РС}} \cdot \bar{M}_C.$$

При этом якорь неподвижного двигателя обтекается током, соответствующим значением момента нагрузки $\bar{i}_Я = \bar{M}_C$.

Однако обычно для систем позиционирования режим малых перемещений не является характерным, а выбор значения коэффициента передачи РП по формуле (6.1) при средних и больших перемещениях может не обеспечить требуемого характера отработки.

6.3 Позиционная система при отработке средних и больших перемещений

Реализация требуемого закона перемещения

При рассмотрении отработки системой средних и больших перемещений обычно делается упрощение: считаем, что токовый контур обладает высоким быстродействием, а постоянная времени фильтра Тдс тахогенератора : $T_{дс}=0$, т.е. $T_{\mu\omega} \rightarrow 0$ следовательно передаточный коэффициент РС $\bar{k}_{РС}$ велик. Тогда небольшое напряжение на выходе РП приводит к ограничению РС.

Пусть в момент времени t_0 на вход системы подается задание (см. рисунок 6.4) на перемещение $\bar{\varphi}_y$; если оно велико, напряжение на выходе РП достигнет ограничения $U_{рп\text{огр}}$, сразу же ограничится и РС.

Если $\bar{M}_C = \bar{M}_{C0} = const$, то разгон двигателя будет происходить под действием момента при постоянном ускорении. В момент времени t_1 зависящий от $\bar{k}_{РП}$ и $\bar{U}_{РП.огр}$, РП выйдет из

ограничения и его напряжение далее меняется по закону: $\bar{U}_{рп} = \bar{k}_{рп} \cdot \delta\bar{\varphi}$ где $\delta\bar{\varphi} = \bar{\varphi}_y - \bar{\varphi}_1$. РС по прежнему ограничен.

В момент времени t_2 скорость станет равной $\bar{\omega}_1$, а перемещение достигнет φ_1 , при котором выполняется равенство

$$\bar{k}_{рп}(\bar{\varphi}_y - \bar{\varphi}_1) = \bar{\omega}_1, \quad (6.3)$$

т.е. сигнал с РП и сигнал обратной связи по скорости равны друг другу. В следующий момент времени сигнал обратной связи превысит $U_{рп}$ и напряжение на выходе РС, а следовательно ток якоря поменяет знак. Торможение закончится в момент времени t_3 , когда рассогласование равно "0". Коэффициент усиления РП определится как (рисунок 6.4):

$$\bar{k}_{рп} = 2 \cdot \sqrt{\frac{\bar{I}_{я.маx}}{T_M \varphi_y} \cdot \frac{\bar{I}_{я.маx} + \bar{M}_{с0}}{\bar{I}_{я.маx} - \bar{M}_{с0}}} \quad (6.4)$$

Значит значение $\bar{k}_{рп}$, обеспечивающее обработку заданного перемещения, разное для разных перемещений $\bar{\varphi}_y$ и значений момента нагрузки $\bar{M}_{с0}$. При других значениях заданного перемещения и неизменном значении $\bar{k}_{рп}$ график скорости отличен от треугольного.

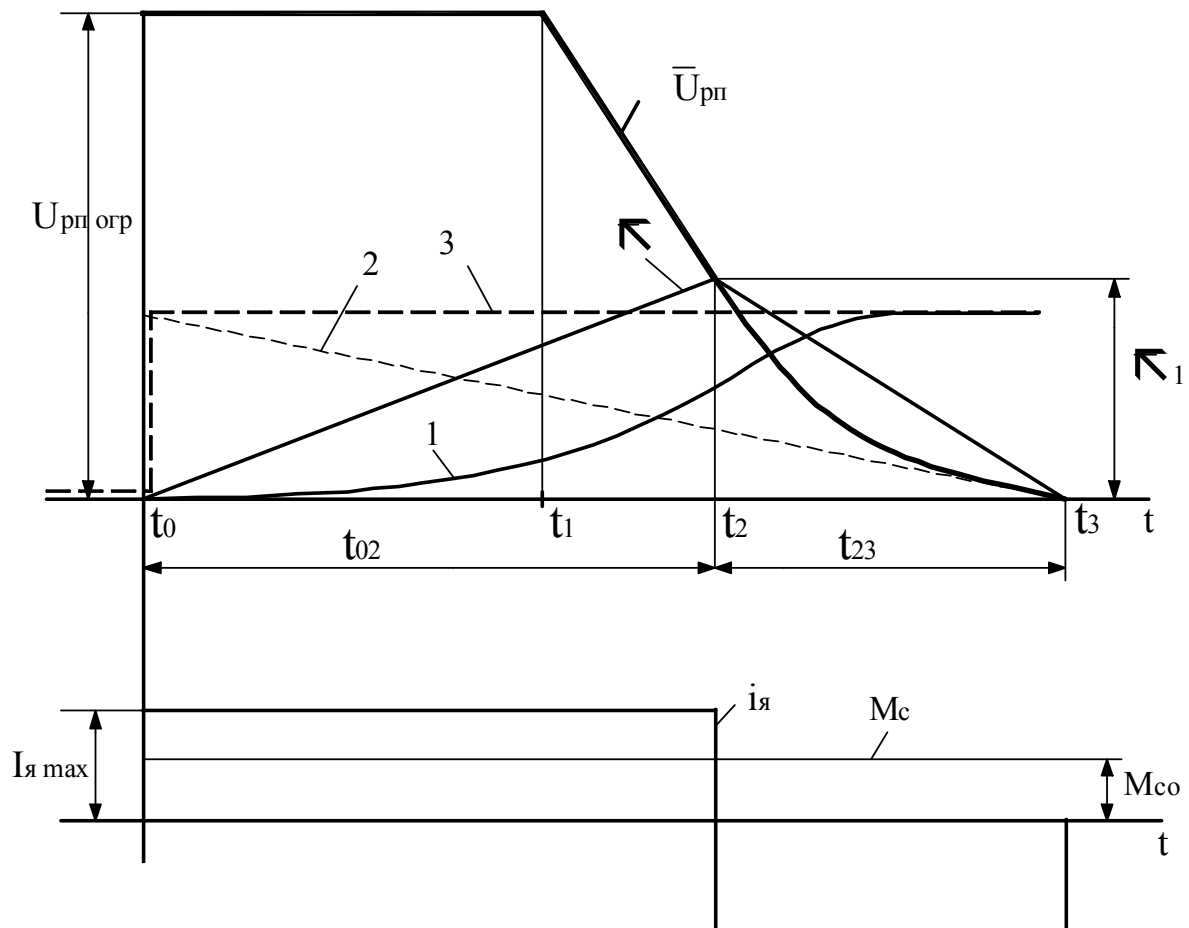


Рисунок 6.4 – Графики системы управления положением

Если применяют пропорциональный РП, то определяя исходят из требований обработки по треугольному графику скорости некоторого настроечного перемещения, т.е. такое, при котором $\omega_1 = \omega_H; \bar{\omega}_1 = 1, M_C = 0$.

На основании выражения:

$$\bar{\varphi} = \bar{\varphi}_y = T_M \bar{\omega}_1^2 \frac{\bar{I}_{Я.МАХ}}{\bar{I}_{Я.МАХ}^2 - \bar{M}_{C0}^2}, \quad (6.5)$$

Оно составляет $\bar{\varphi}_{y.НАСТР} = T_M / I_{Я.МАХ}$. Подставив $\bar{\varphi} = \bar{\varphi}_{y.НАСТР}$ в выражение для $\bar{k}_{РП}$ получается требуемое для обеспечения треугольного графика скорости при настроечном перемещении значение коэффициента передачи РП:

$$\bar{k}_{РП} = \frac{2\bar{I}_{Я.МАХ}}{T_M}. \quad (6.6)$$

При этом t_1 совпадает с t_2 . Все перемещения, меньше настроечного, будут обрабатываться с дотягиванием, но перерегулирования, нежелательного в системах позиционирования нет. Перемещения, превышающие настроечные будут относиться к большим.

Тогда средняя часть перемещения будет обрабатываться с постоянной, равной номинальной, скоростью и график скорости станет трапециидальным.

6.4 Параболический регулятор положения

Близкий к треугольному график скорости при любом, меньшем настроечного, значении перемещения может быть получен при использовании РП с нелинейной статической характеристикой. Рассмотрим режим идеального холостого хода, когда $M_c=0$. Тогда в соответствии с (6.5) надо выбрать:

$$\bar{k}_{РП} = 2\sqrt{\frac{\bar{I}_{Я.МАХ}}{T_M}}.$$

При этом график скорости представляет равнобедренный треугольник и при переходе от разгона к торможению перемещение будет равно $\bar{\varphi}_1 = \bar{\varphi}_y / 2 = \delta\bar{\varphi}$. Напряжение на выходе РП:

$$\bar{U}_{РП.1} = \sqrt{\frac{4\bar{I}_{Я.МАХ}}{T_M} 2\bar{\varphi}_1} \delta\bar{\varphi}_1 = \sqrt{\frac{2\bar{I}_{Я.МАХ}}{T_M} \delta\bar{\varphi}}.$$

Для выполнения равенства при любых значениях φ_y используют РП с нелинейной статической характеристикой, из выражения

$$U_{РП} = \sqrt{2\bar{I}_{Я.МАХ} \delta\bar{\varphi} / T_M}. \quad (6.7)$$

На рисунке 6.5,а показан характер изменения основных координат системы в этом случае.

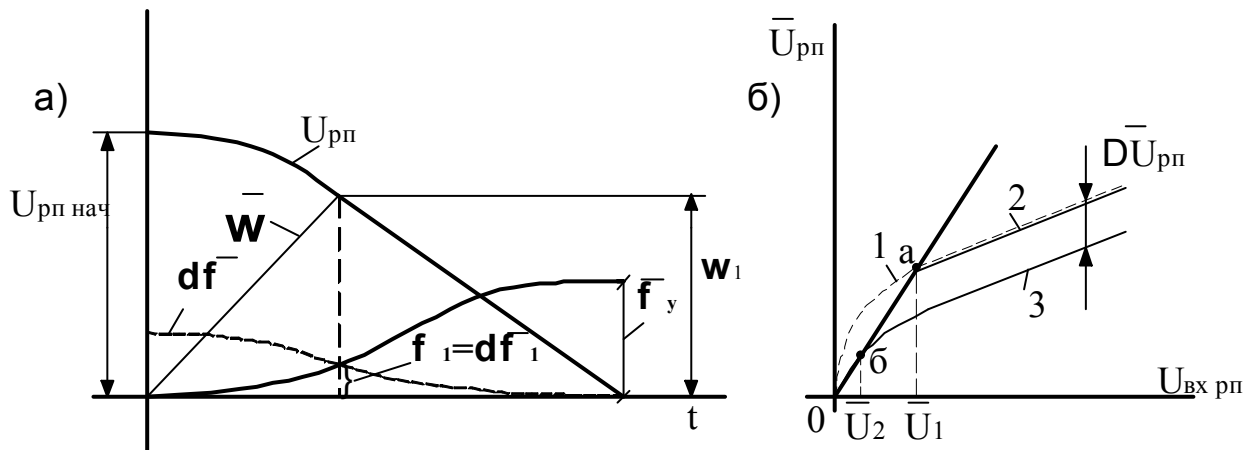


Рисунок 6.5 – Характер изменения координат системы при треугольном законе и характеристики параболического регулятора

На участке торможения относительные скорость \bar{w} и напряжения РП меняются по одинаковому линейному закону независимо от значения $\bar{\varphi}_y$. Фактически в реальной системе $\bar{U}_{рп}$ на большей части участка торможения будет превышать \bar{w} на некоторую величину, достаточную для того, чтобы РС, имеющий конечный коэффициент усиления, был ограничен, что обеспечивает линейный закон изменения скорости. Нелинейная статическая характеристика РП построенная в соответствии с (6.7) и с учетом того, что $\bar{U}_{вх.РП.} = \delta\varphi$ приведена на рисунке 6.5,б (кривая 1).

При $\bar{U}_{вх.РП.} \rightarrow 0$ коэффициент усиления РП теоретически должен становиться бесконечно большим. Благодаря этому попытка использования расчетной характеристики приводила бы неустойчивости системы в согласованном положении. Что бы избежать этого, начальный участок характеристики делают линейным (прямая 0 б а) и соответствующим коэффициенту усиления при настройке контура положения на оптимум по модулю. В результате получается характеристика 2 с изломом в точке а при входном напряжении РП $\bar{U}_{вх.РП.} = U_1$. Реальные условия работы системы отличаются от рассмотренных идеализированных, с одной стороны, наличием момента статических сопротивлений, а с другой тем, что в результате ограниченного быстродействия контура тока и конечного коэффициента усиления РС изменение якорного тока от $+I_{я.макс.}$ до $-I_{я.макс.}$ происходит не мгновенно, а в течение некоторого времени. Чтобы избежать при этом перерегулирования по положению, нужно начинать торможение раньше, чем в идеализированном случае. С учетом этого предлагаем сочетание линейной и нелинейной частей характеристики производить в точке δ при $\bar{U}_{вх.РП.} = \bar{U}_2 = 0.5\bar{U}_1$, а нелинейную часть характеристики опустить на величину $\Delta U_{рп.}$ относительно кривой 2 (характеристика 3). Нелинейная характеристика реализуется путем включения соответствующего нелинейного звена в цепь обратной связи РП.

6.5 Система управления положением механизма в режиме слежения

Задача следящего управления

Задачей следящего управления является обеспечение перемещения исполнительного органа (ИО) в соответствии с изменяющимся по произвольному закону управляющим воздействием при ошибке, не превышающей допустимого значения во всех режимах в

условиях действия на систему возмущений. В следящем режиме ни один из регуляторов не должен ограничиваться.

24 Ошибки при обработке управляющего воздействия.

Обычно точность следящей системы при управлении оценивают по точности воспроизведения входного сигнала, меняющегося с постоянной скоростью, с постоянным ускорением или по гармоническому закону. Обычно, исходя из требований к конкретной следящей системе проектировщику задаются необходимые значения добротности системы по скорости и ускорению $D\omega$ и $D\varepsilon$ характеризующие соответственно ошибки при обработке линейно изменяющегося входного сигнала в системе с астатизмом первого порядка и сигнала, меняющегося с постоянным ускорением системе с астатизмом второго порядка.

Если порядок астатизма равен единице, то передаточная функция разомкнутой системы может быть записана в общем виде так:

$$W(p) = \frac{1}{a_1 p} \cdot \frac{b_m \cdot p^m + \dots + b_1 \cdot p + 1}{\frac{a_n}{a_1} \cdot p^{n-1} + \frac{a_{n-1}}{a_1} \cdot p^{n-2} + \dots + \frac{a_m}{a_1} \cdot p^{m-1} + \dots + \frac{a_2}{a_1} \cdot p + 1}$$

Добротность по скорости представляет собой величину: $D\omega = 1/a_1$.

Заданному значению будет удовлетворять система, низкочастотная асимптота ЛАЧХ которой, имеет наклон -20 дБ/дек, пересекается с осью абсцисс при частоте, равной $D\omega$.

В системе с астатизмом второго порядка, где:

$$W(p) = \frac{1}{a_2 p^2} \cdot \frac{b_m \cdot p^m + \dots + b_1 \cdot p + 1}{\frac{a_n}{a_2} \cdot p^{n-2} + \frac{a_{n-1}}{a_2} \cdot p^{n-3} + \dots + \frac{a_m}{a_2} \cdot p^{m-2} + \dots + \frac{a_3}{a_2} \cdot p + 1}$$

Добротность по ускорению: $D\omega = 1/a_2$

Низкочастотная асимптота соответствующей ЛАЧХ имеет наклон -40 дБ/дек и пересекает ось абсцисс при частоте равной $\sqrt{D\varepsilon}$.

Ошибка системы при обработке гармонического сигнала $\varphi_y = \varphi_{ym} \sin \Omega_{MAX} t$ в нелинейной следящей системе также определяется на основании ЛАЧХ разомкнутой системы. Поскольку амплитудная частотная характеристика при каждой данной частоте представляет собой отношение амплитуд гармонических сигналов на выходе и входе системы, можно записать:

$$20 \lg \left| \frac{1}{1 + W(j\omega)} \right|_{\omega = \Omega_{MAX}} = 20 \lg \frac{\delta\varphi_m}{\varphi_{ym}}$$

где $\delta\varphi_m$ - амплитуда ошибки, так же меняющейся по гармоническому закону с частотой Ω_{MAX} .

Следящая система строится так, чтобы частота среза её ЛАЧХ значительно превышала максимальную частоту гармонического входного сигнала, так как только в этом случае она будет удовлетворительно обрабатывать его. Это дает основание пренебречь единицей по сравнению со значение амплитуды $|W(j\omega)|_{\omega = \Omega_{MAX}}$.

Тогда справедливо примерное равенство:

$$20 \lg |W(j\omega)|_{\omega = \Omega_{MAX}} \approx 20 \lg \frac{\varphi_{ym}}{\delta\varphi_m}$$

т.е. чем меньше должна быть ошибка при данном входном воздействии, тем больше должна быть амплитуда частотной характеристики разомкнутой системы при частоте $\omega = \Omega_{\text{макс}}$. Сказанное позволяет построить желаемую ЛАЧХ системы так, чтобы удовлетворялись заданные требования по точности отработки управляющего воздействия.

Повышение точности обработки управляющего воздействия за счет применения комбинированного управления

Возможности повышения точности следящей системы за счет увеличения добротности или порядка астатизма ограничены. Увеличение добротности, т.е. при данном виде передаточной функции, частота среза ЛАЧХ разомкнутой системы, ограничено влиянием малых постоянных времени. Кроме того, при увеличении $\bar{k}_{PI}(\bar{\beta}_{PI})$ уменьшается диапазон входных сигналов, при которых система работает как линейная, и растёт влияние помех. Повышение порядка астатизма при данной частоте среза позволяет повысить точность отработки низкочастотных гармонических управляющих воздействий. Однако повышение порядка астатизма ведет к уменьшению запаса устойчивости системы. Эффективным средством повышения точности следящей системы является применение комбинированного управления, при котором в систему наряду с заданием перемещения вводится одна или несколько производных от него. Пусть часть системы, на вход которой через компенсирующий канал с передаточной функцией $\bar{W}_{k1}(P)$ вводится компенсирующий сигнал, имеет передаточную функцию $\bar{W}''(P)$, а передаточная функция $\bar{W}'(P)$ определяется как $\bar{W}'(P) = \frac{W(P)}{\bar{W}''(P)}$, где $W(P)$ -передаточная функция разомкнутой системы (рисунок 6.6).

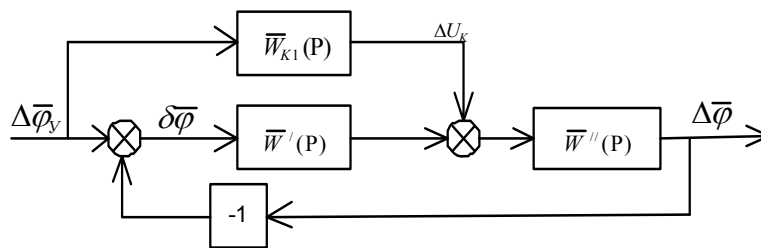


Рисунок 6.6 – Структурная схема системы с комбинированным управлением

На основании выражения:

$$\Delta\bar{\varphi} = \bar{W}''(P) \cdot [\bar{W}'(P)(\Delta\bar{\varphi}_v - \Delta\varphi) + \bar{W}_{k1}'(P)\Delta\varphi],$$

и с учетом того, что $W(P) = \bar{W}'(P)\bar{W}''(P)$, передаточная функция по управлению для замкнутой системы с компенсирующим каналом может быть записана в виде:

$$\bar{W}_3(P) = \frac{\Delta\bar{\varphi}}{\Delta\bar{\varphi}_v} = \frac{W(P)}{1+W(P)} \left[1 + \frac{\bar{W}_{k1}'(P)}{\bar{W}'(P)} \right]. \quad (6.8)$$

Вводя понятие эквивалентной передаточной функции $W_3(P)$ как передаточной функции разомкнутой системы, в которой аналогичный переходной процесс по управлению получился бы без введения компенсирующего канала, можно записать:

$$\bar{W}_3(P) = 1 + \frac{W_3(P)}{W_3(P)},$$

откуда с учетом (6.8):

$$W_3(P) = \frac{\bar{W}_3(P)}{1 - \bar{W}_3(P)} = \frac{W(P)[1 + \bar{W}_{к1}(P)/\bar{W}(P)]}{1 - \bar{W}''(P)\bar{W}_{к1}(P)}. \quad (6.9)$$

Ошибка комбинированной системы оценивается на основании передаточной функции:

$$W_\delta(P) = \frac{\delta\bar{\varphi}(P)}{\Delta\bar{\varphi}_y(P)} = \frac{\Delta\bar{\varphi}_y(P) - \Delta\bar{\varphi}(P)}{\Delta\bar{\varphi}_y(P)} = \frac{1 - \bar{W}''(P)\bar{W}_{к1}(P)}{1 + W(P)}. \quad (6.10)$$

Это выражение позволяет записать условие тождественного равенства нулю ошибки при управлении, то есть условие инвариантности системы о отношению к управлению:

$$\bar{W}_{к1}(P) = 1/\bar{W}''(P). \quad (6.11)$$

Фактически, вследствие того, что замкнутый контур скорости представляет собой не апериодическое звено, а сложную динамическую систему, полная инвариантность не достигается. Оценим результат применения компенсационного канала с передаточной функцией:

$$\bar{W}_{к1}(P) = \frac{T_M}{\bar{K}_{PC}} P^2 + P, \quad (6.12)$$

в реальной системе, с передаточной функцией замкнутого контура скорости $\bar{W}_{\omega3}(P)$. Передаточные функции эквивалентной разомкнутой системы и ошибки могут быть получены путем подстановки в формулы (6.9) и (6.10) значений $\bar{W}'(P) = \bar{K}_{PII}$; $\bar{W}''(P) = \bar{W}_{\omega3}(P)/P$ и

$$\bar{W}_{к1}(P) = \frac{T_M}{\bar{K}_{PC}} P^2 + P:$$

$$W_3(P) = \frac{\frac{T_M}{\bar{K}_{PC}} P^2 + P + \bar{K}_{PII}}{P[\frac{1}{\bar{W}_{\omega3}(P)} - \frac{T_M}{\bar{K}_{PC}} P - 1]} ; \quad W_\delta(P) = \frac{P[\frac{1}{\bar{W}_{\omega3}(P)} - \frac{T_M}{\bar{K}_{PC}} P - 1]}{\frac{P}{\bar{W}_{\omega3}(P)} + \bar{K}_{PII}}.$$

Пусть контуры скорости и положения имеют стандартную настройку на оптимум по модулю. Если постоянная времени фильтра тахогенератора $T_{дс}=0$, то коэффициенты регуляторов скорости и положения должны быть выбраны в соответствии с выражениями:

$$\bar{K}_{PII} = 1/T_{\omega3} = 1/4T_{I3} = 1/8T_{\mu} ; \quad \bar{K}_{PC} = \frac{T_M}{2T_{I3}} = \frac{T_M}{4T_{\mu}}. \quad (6.13)$$

С достаточной степенью точности замкнутый токовый контур можно описать передаточной функцией:

$$\bar{W}_B(P) = \frac{1}{2T_{\mu}^2 P^2 + 2T_{\mu} P + 1}. \quad (6.14)$$

Тогда передаточная функция разомкнутого контура скорости будет:

$$W_{\omega}(P) = \bar{K}_{PC} \bar{W}_{IB}(P) \frac{1}{T_M P} = \frac{1}{4T_{\mu l} P [2T_{\mu l}^2 P^2 + 2T_{\mu l} P + 1]}, \quad (6.15)$$

а замкнутого:

$$\bar{W}_{\omega 3} = \frac{1}{4T_{\mu l} P [2T_{\mu l}^2 P^2 + 2T_{\mu l} P + 1] + 1}. \quad (6.16)$$

После подстановки выражений для \bar{K}_{PC} , \bar{K}_{PI} и $\bar{W}_{\omega 3}$ в формулы для $W_{\omega}(P)$ и $W_{\delta}(P)$ получаем:

$$W_{\omega}(P) = \frac{32 T_{\mu l}^2 P^2 + 8 T_{\mu l} P + 1}{(4 T_{\mu l} P)^3 (T_{\mu l} + 1)};$$

$$\delta \bar{\varphi} = \frac{64 T_{\mu l}^3 P^3 (T_{\mu l} P + 1)}{8 T_{\mu l} P [4 T_{\mu l} P (2 T_{\mu l}^2 P^2 + 2 T_{\mu l} P + 1) + 1]} \bar{\varphi}_y.$$

Повышение быстродействия по управлению за счет комбинированного управления при неполной инвариантности сопровождается увеличением колебательности. Так, в рассматриваемом случае, перерегулирование при обработке ступенчатого управляющего воздействия (кривая 1, рисунок 6.8) составляет около 55%, в то время как при отсутствии компенсирующего сигнала переходной процесс соответствует настройке на ОМ (кривая 3) и перерегулирование составляет около 4%. Введение компенсационного канала значительно повысило точность обработки системой гармонического входного сигнала. Если, например, входной сигнал имеет частоту $\Omega_{MAX} = 0,05 / T_{\mu l}$, то ошибка уменьшается в 50 раз (точки A' и A'' на рисунке 6.7).

Реализация двух производных от входного сигнала без замедления представляет технические трудности. Учитывая это целесообразно оценить эффект, который может быть получен в рассматриваемой системе в результате введения только одной производной от входного сигнала при $\bar{W}_{\kappa 1}(P) = \tau_1 P$. После подстановки этого выражения в 6.10, а также

значений $W''(p) = \frac{\bar{W}_{\omega 3}(p)}{p} = \frac{1}{\{[4T_{\mu l} p (2T_{\mu l}^2 p^2 + 2T_{\mu l} p + 1) + 1] p\}}$ и $W'(p) = \bar{k}_{PI}$ при $\bar{k}_{PI} = \frac{1}{8T_{\mu l}}$

ошибка получается в виде:

$$\delta \bar{\varphi} = \frac{64 T_{\mu l}^4 P^4 + 64 T_{\mu l}^3 P^3 + 32 T_{\mu l}^2 P^2 + 8 T_{\mu l} (1 - \tau_1) P}{8 T_{\mu l} P [4 T_{\mu l} P (2 T_{\mu l}^2 P^2 + 2 T_{\mu l} P + 1) + 1]} \bar{\varphi}_y.$$

Введение одной производной позволяет исключить скоростную составляющую ошибки, обеспечив свойства системы с астатизмом второго порядка по управлению. На основании 6.9 при $\tau_1 = 1c$ передаточная функция эквивалентной разомкнутой системы может быть получена в виде:

$$W_{\omega}(P) = \frac{8 T_{\mu l} P + 1}{32 T_{\mu l}^2 P^2 (2 T_{\mu l}^2 P^2 + 2 T_{\mu l} P + 1)}.$$

Соответствующая ЛАЧХ $Lm[W_{32}(j\omega)]$ приведена на рисунке 6.7 (кривая 2), а реакция системы на скачок управления на рисунке 6.8 (кривая 2).

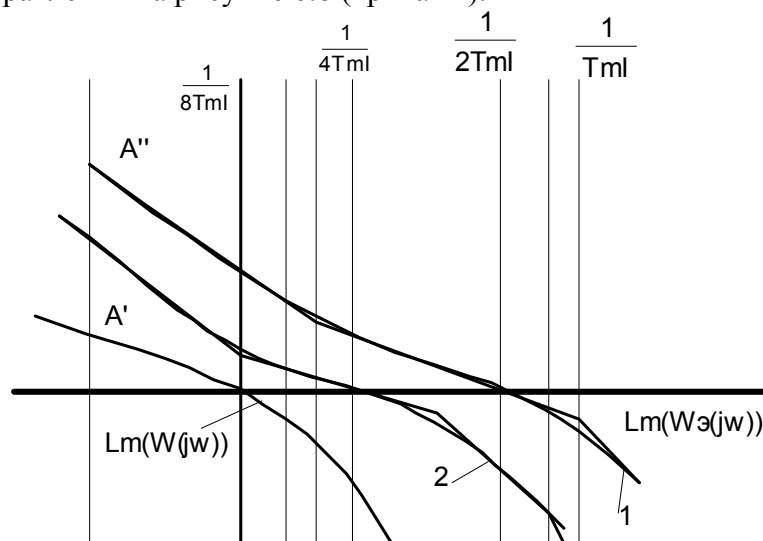


Рисунок 6.7 – ЛАЧХ эквивалентной разомкнутой системы $Lm[W_{32}(j\omega)]$

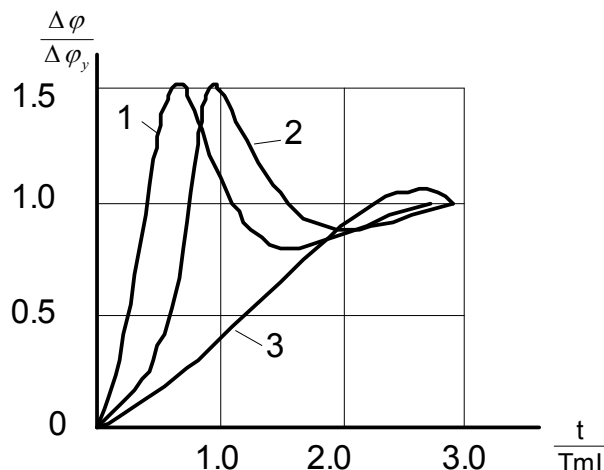


Рисунок 6.8 – Реакция системы на скачек управления

Двухканальные следящие привода

Одним из способов повышения точности обработки управляющего воздействия является применение так называемых двухканальных позиционных приводов. Работа таких приводов поясняется следующей структурной схемой (рисунок 6.9):

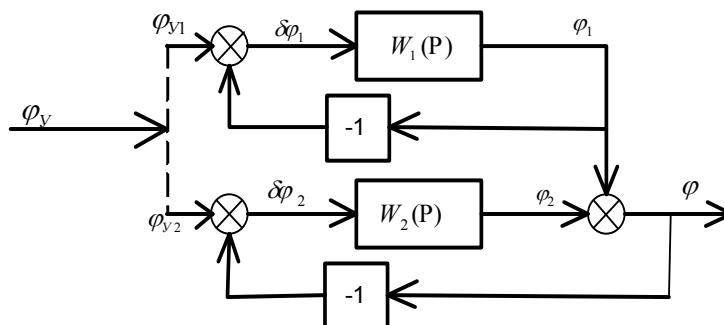


Рисунок 6.9 – Структурная схема двухканального следящего электропривода

На два канала, передаточные функции которых в разомкнутом состоянии обозначены $W_1(p)$ и $W_2(p)$, подаются два управляющих воздействия φ_{y1} и φ_{y2} . Канал с передаточной функцией $W_1(p)$ замкнут по собственной выходной координате φ_1 . Канал с передаточной функцией $W_2(p)$ замкнут по выходной координате системы, являющейся суммой координат φ_1 и φ_2 . Управляющее воздействие φ_{y2} является основным и должно точно отрабатываться.

Воздействие φ_{y1} может вырабатываться программными устройствами и является приближенным (прогнозируемым) значением заданного перемещения. При этом первый канал осуществляет грубое, а второй – точное управление перемещением. Часто для обоих используют общее управляющее воздействие $\varphi_y = \varphi_{y1} = \varphi_{y2}$. Оценим для этого случая возможности двухканального привода, предполагая, что оба канала обладают статизмом первого порядка и настроены на ОМ. Заменяя в первом приближении реальные передаточные функции упрощенными, можно записать:

$$W_1(p) \approx \frac{1}{2T_{1\mu}p(T_{1\mu}p + 1)}; \quad W_2(p) \approx \frac{1}{2T_{2\mu}p(T_{2\mu}p + 1)}.$$

Передаточная функция замкнутой системы имеет вид:

$$W_3(p) = \frac{\Delta\varphi(p)}{\Delta\varphi_y(p)} = \frac{W_1(p) + W_2(p) + W_1(p) \cdot W_2(p)}{[1 + W_1(p)] \cdot [1 + W_2(p)]},$$

А эквивалентной разомкнутой: $W_3(p) = \frac{W_3(p)}{1 - W_3(p)} = W_1(p) + W_2(p) + W_1(p) \cdot W_2(p)$.

После подстановки сюда выражений для $W_1(p)$ и $W_2(p)$ получается:

$$W_3(p) = \frac{1}{4T_{1\mu} \cdot T_{2\mu} p^2} \cdot \frac{2(T_{1\mu}^2 + T_{2\mu}^2)p^2 + 2(T_{1\mu} + T_{2\mu})p + 1}{(T_{1\mu}p + 1)(T_{2\mu}p + 1)}. \quad (6.17)$$

Очевидно, что реальный вид переходного процесса по управлению зависит от соотношения малых постоянных времени в первом и втором каналах T_{1m} и T_{2m} . Из рисунка 6.10 видно, что величина \mathbf{f}_1 воспроизводит управляющее воздействие с точностью, определяемой передаточной функцией $W_1(p)$, т.е. малой постоянной времени T_{1m} . На входе звена с передаточной функцией $W_2(p)$ действует сигнал $\mathbf{df}_2 = \mathbf{f}_y - \mathbf{f}_1 - \mathbf{f}_2 = \mathbf{df}_1 - \mathbf{f}_2$. Следовательно, если бы второй канал обладал абсолютным быстродействием и ошибка \mathbf{df}_2 равнялась нулю, то выходная величина звена $W_2(p)$ равнялась бы ошибке первого канала и истинное значение выходной координаты $\mathbf{f} = \mathbf{f}_1 + \mathbf{f}_2$ точно равнялось бы предписанному \mathbf{f}_y . Поскольку создание безинерционного силового канала невозможно, то ошибка воспроизведения будет существовать. На рисунке 6.10 показана реакция системы на управляющее воздействие при $T_{1m} = T_{2m} = T_m$.

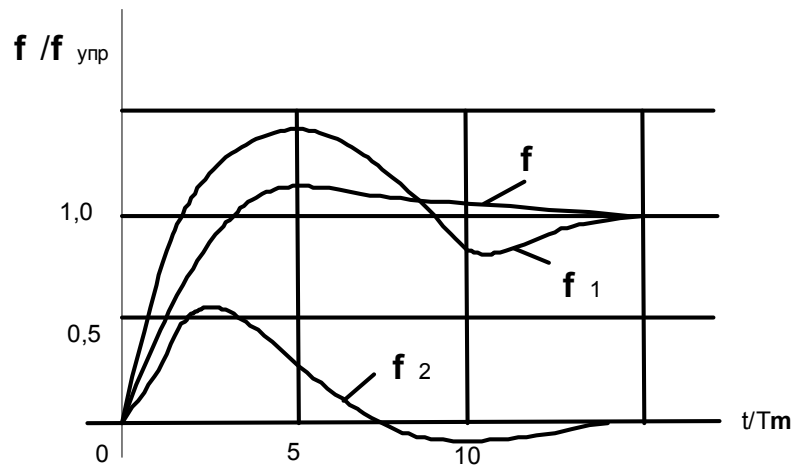


Рисунок 6.10 – Графики реакции системы на управляющее воздействие

Выходная величина первого канала меняется по кривой, соответствующей настройке на ОМ; величина f близка к величине, соответствующей настройке на СО.

В общем виде передаточную функцию эквивалентной разомкнутой системы (6.17)

можно представить в виде : $W_{\Sigma}(p) = \frac{D_{\Sigma}}{p^{n_{\Sigma}}} \cdot W_{\Sigma o}(p)$, где D_{Σ} – добротность;

n_{Σ} – порядок астатизма системы; $W_{\Sigma o}(p)$ – передаточная функция, полиномы числителя и знаменателя которые не имеют нулевых корней, т.е. $W_{\Sigma o}(p)|_{p=0} = 0$.

Если D_1 и D_2 – добротности первого и второго каналов, а n_1 и n_2 - их порядок астатизма, то $n_{\Sigma} = n_2 + n_1$; $D_{\Sigma} = D_1 D_2$, т.е. в двух канальном приводе с общим управляющим воздействием порядки астатизма каналов складываются, а их добротности перемножаются.

Одним из исполнений двухканального электропривода (рисунок 6.11) является вариант с электродвигателями М1 и М2 и механическим дифференциалом (МД), угол поворота выходного вала которого f' является суммой углов поворота f'_1 и f'_2 (штрихами обозначены величины на приведенные к двигателю). Каждый двигатель питается от своего преобразователя (Пр1 и Пр2) и имеет собственную систему управления замкнутую по f'_1 и f'_2 .

Предполагается, что i_1 и i_2 включают в себя передаточные числа редукторов Рд1 и Рд2 и передаточные числа дифференциала, благодаря чему можно считать, что коэффициент передачи от каждого входа дифференциала до его выхода равен единице.

Из структурной схемы силовой части (рисунок 6.12) очевидно, что момент сопротивлений M_c распределяется между каналами обратно пропорционально передаточным числам редукторов. Суммарный момент инерции каждого привода включает в себя момент инерции исполнительного органа $J_{и.о}$, приведенный через квадрат соответствующего передаточного числа. Приводы в общем случае нельзя считать независимыми друг от друга

из-за наличия перекрестных связей с передаточной функцией и $\frac{J'_{и.о} p^2}{(i_1 \cdot i_2)}$. Взаимовлияние приводов тем меньше, чем меньше момент инерции $J'_{и.о}$, и тем больше передаточные числа редукторов. Если взаимовлияние пренебрежимо мало, то после замыкание обратных связей по f'_1 и f'_2 , структурная схема будет соответствовать схеме рисунок 6.11. Взаимовлияние каналов должно быть исследовано в соответствии с полной структурной схемой (рисунок 6.12).

Таким образом, в двух канальных следящих электроприводах можно разделить требуемую добротность между отдельными каналами, причем добротности каждого канала

будут невелики и их реализация не встретит технических трудностей. Зона линейности каждого канала может быть расширена за счет уменьшения его коэффициента усиления. Система в целом будет иметь высокую добротность. Двух канальный следящий привод обладает высокой точностью воспроизведения управляющего сигнала, изменяющегося в определенном диапазоне низких частот.

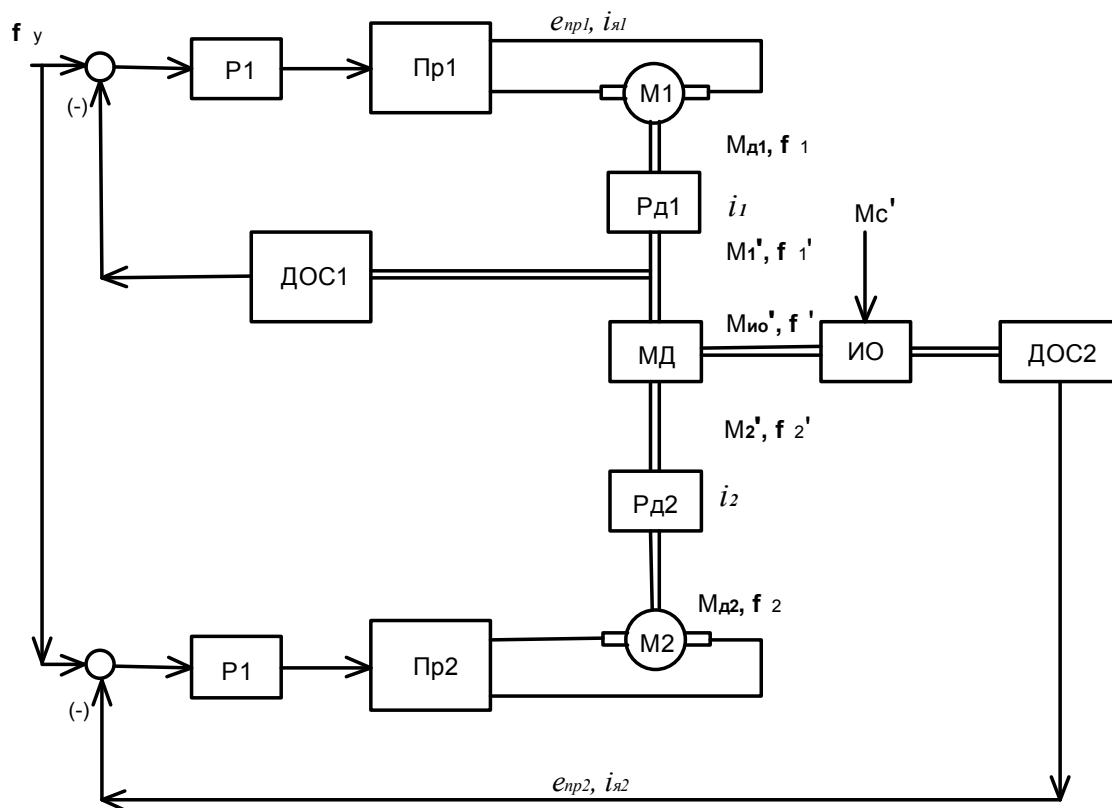


Рисунок 6.11 – Функциональная схема двухканального электропривода

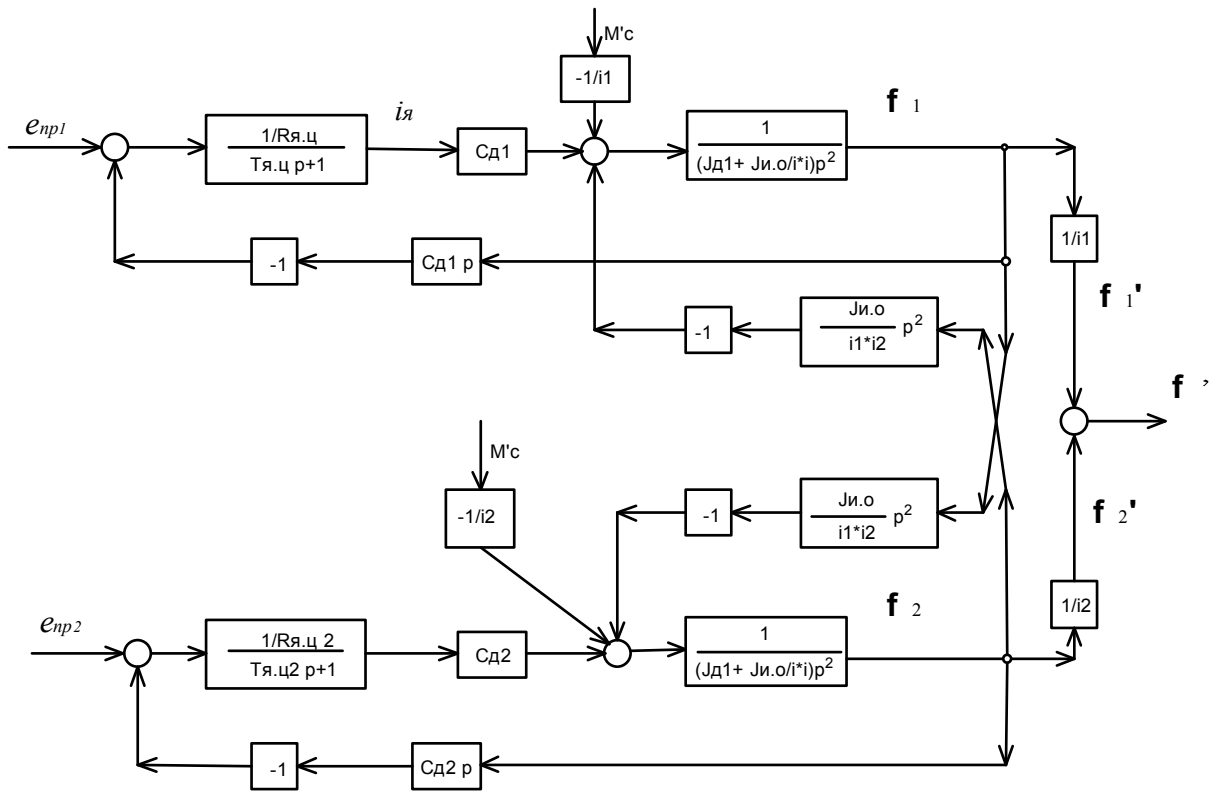


Рисунок 6.12 – Структурная схема силовой части двухканального электропривода

Глава 7 Взаимосвязанные системы управления электроприводами

7.1 Основные положения по организации взаимосвязанных систем управления электроприводами

К взаимосвязанным системам электропривода относятся моталки прокатных станов, накаты продольно-резательных станков, испытательные стенды механических трансмиссий вертолетов и других аппаратов. Все они представляют собой автоматические системы регулирования различных переменных (скорости, натяжения, э. д. с, момента и т. д.), связанные между собой различного типа упругими связями объединенные в сложную систему, выполняющую одну целевую функцию. Было установлено, что для комплексных исследований сложных электромеханических систем наиболее общей и целесообразной формой математического описания являются нормированные детализованные структурные схемы (НДС) с обобщенными параметрами в виде базовых постоянных времени и нелинейных статических характеристик. Правила направленного нормирования линейных и нелинейных структур позволяют получить критериальную форму структурных моделей с минимальным количеством звеньев и коэффициентов передачи. Сравнительный анализ эффективности структурно-матричных и структурно-машинных методов при оптимизации взаимосвязанных систем электропривода позволил наметить рациональные области их применения, а именно:

структурно-матричные методы позволяют проще отыскать условия автономности и осуществить синтез устройств компенсации влияния локальных систем друг на друга; они особенно удобны в том случае, когда к одной из локальных систем предъявляются повышенные требования к показателям качества с целью получения количественных оценок взаимного влияния локальных систем и оценки «слабости» перекрестных связей. В этих случаях целесообразно применять интегральные и частотные критерии взаимосвязи;

Структурно-машинные методы позволяют эффективнее осуществлять оптимизацию взаимосвязанных нелинейных структурных моделей типа НДС и получать оптимальные настройки регуляторов, обеспечивающих реализацию различных критериев качества всей системы в целом (без соблюдения и даже с сознательным нарушением условия автономности локальных систем); разработку адекватной модели и оптимизацию сложных структурных моделей в этом случае целесообразно проводить с использованием теории многофакторного планируемого эксперимента.

В настоящее время степень взаимосвязи оценивается приближенно в основном по значительному различию частот среза локальных систем.

Если степень взаимосвязи превосходит допустимую по условиям работы, то осуществляется синтез перекрестных связей, обеспечивающих автономность систем, или изменяются настройки локальных систем.

Синтез автономных систем осуществляется путем введения корректирующих перекрестных связей между регуляторами. Параметры этих связей определяются из условия получения диагональности передаточной матрицы замкнутой системы электропривода. Необходимая степень приближения реальных компенсирующих связей к идеальным и степень автономности оцениваются с помощью критерия взаимосвязи.

Проблемой, ограничивающей качество оптимизации сложных систем, является наличие в них изменяющихся во времени параметров, таких как моменты инерции

накатов, коэффициенты передачи токового контура при переходе из непрерывного в прерывистый режим работы, коэффициенты демпфирования упругих звеньев и т. д. В некоторых работах задачи самонастройки локальных систем возлагаются на цифровую ЭВМ, управляющую технологическим процессом. Более перспективным направлением представляется возможность сохранения оптимальной настройки сложной системы путем организации локальных адаптивных контуров управления для электромеханических объектов с существенной параметрической нестационарностью. Такие адаптивные унифицированные устройства по существу являются внутренними локальными мини-ЭВМ, не зависящими от деятельности основной цифровой ЭВМ АСУ ТП или системы комплексной автоматизации.

Наиболее эффективные пути построения адаптивных контуров электромеханических систем следующие:

-для электроприводов с многопараметрической нестационарностью и ограниченными возможностями получения информации о динамическом состоянии системы путем применения быстродействующей адаптивной системы управления с эталонной моделью, комбинированной (параметрической и сигнальной) самонастройкой и стационарным устройством идентификации;

-для систем с преобладающей нестабильностью коэффициента передачи контура путем применения адаптивного однопараметрического регулятора САУ переменной структурой с аналоговыми входом и выходом.

Как показал сравнительный анализ объема априорной неопределенности объектов в системах электропривода, адаптивное управление целесообразно организовать в виде дополнительных унифицированных самонастраивающихся контуров. Анализ факторов нестационарности объектов регулирования указывает на две группы нестационарных параметров: быстро меняющиеся с ослабленной чувствительностью к динамике системы и относительно узкими промежутками изменений и медленно меняющиеся со значительным влиянием на динамику системы и широкими промежутками изменений. Это определило структуру адаптивных контуров с комбинированной самонастройкой, в которой сигнальная самонастройка подавляет действие нестационарности параметров первой группы, а параметрическая самонастройка — действие нестационарности параметров другой группы. Контур сигнальной самонастройки действует непосредственно на вход адаптируемой системы и в своем составе не содержит элементов с памятью. Поэтому его отработка практически мгновенна. Контур параметрической самонастройки действует на параметры регулятора скорости и должен иметь предельное быстродействие. После сравнения градиентного алгоритма параметрической самонастройки с алгоритмом, выработанным прямым методом Ляпунова, предпочтение отдается последнему. Объединенный алгоритм комбинированной самонастройки отличается высоким быстродействием по перестройке параметров регулятора и сообщает исходной системе улучшенную отработку непараметрических возмущений.

Адаптивные системы электроприводов с многопараметрической нестационарностью представляют не только теоретический, но и практический интерес и могут найти применение при проектировании электроприводов высокопроизводительных механизмов, например реверсивных прокатных станов, а также систем повышенной точности.

7.2 Требования к взаимосвязанным электроприводам многодвигательных агрегатов

Технология производства и обработки большинства изделий химической, текстильной и ряда других отраслей промышленности характеризуется непрерывностью технологического процесса (линии по обработке металлических лент, проволочные и кабельные агрегаты; агрегаты по обработке различных пленочных материалов, химических волокон; агрегаты по переработке хлопка, шерсти, льна, поточные линии нетканых материалов; производства прядения, ткачества, отделки материалов и другие). Тенденция развития современного производства такова, что создание новых, более современных и точных технологических процессов неизбежно ведет к увеличению числа управляемых приводных точек.

Несмотря на большое разнообразие поточных линий, общим является то, что размерная точность и качественные свойства обрабатываемых изделий в основном определяются скоростью вращения валов, соотношением скоростей смежных машин, синфазностью их вращения, другими словами - выходными координатами исполнительных устройств. Следовательно, наибольшую эффективность мы можем получить при комплексном решении задачи управления технологическим процессом, что приводит к все более тесному слиянию систем автоматического регулирования технологических параметров, определяющих физико-механические свойства и размеры продукции, и параметров электропривода (тока, напряжения, скорости, момента, угла поворота и т.п.).

В общем случае необходимость в управлении вызывается сочетанием следующих факторов:

- для надлежащего преобразования сырья в конечный продукт соотношение и величины входящих потоков материалов должны поддерживаться на заданном уровне внутри допустимых отклонений; изменяющийся состав сырья требует подстройки параметров технологического процесса для целей сохранения постоянного качества конечного продукта;
- пуск и останов некоторых процессов включает в себя выполнение специфических точно синхронизированных операций, что невозможно без четкого управления;
- изменение потребительского спроса (для целей народного хозяйства) может потребовать быстрого перехода на выпуск другой продукции, причем с минимальной перестройкой оборудования;
- для получения максимальной прибыли от капитальных вложений должно быть обеспечено оптимальное использование оборудования и материалов.

Выявление требований к взаимосвязанным электроприводам следует рассматривать в совокупности с требованиями к управляющим устройствам, работающим в автоматизированных системах управления технологическими процессами (АСУ ТП). Целесообразно рассмотреть некоторый условный многодвигательный агрегат, обобщающий различные функциональные структуры поточных линий и агрегатов. Каждый механизм имеет индивидуальный регулируемый электропривод, например, по системе вентильный преобразователь - двигатель (М).

Связь между приводными механизмами осуществляется через обрабатываемый материал, кроме этого связь между электроприводами может существовать по линии питания (сеть) и по линиям управления. В агрегате материал может проходить следующие примерные стадии обработки. Дозированная подача полуфабриката в линию обеспечивается устройством, с помощью которого поддерживается уровень скорости или соотношение скоростей между смежными машинами с высокой точностью. В частности, в качестве выходного устройства может быть применен раскат, где с помощью регулируемого электропривода должны быть обеспечены управляемые входные параметры полуфабриката. В качестве конечного агрегата могут использоваться складальные машины или намоточные устройства. Обычно на агрегатах конечной стадии обработки электропривод работает по соответствующей программе с управлением плотности, равномерности и т.п.

Диапазон регулирования скорости подобных механизмов зависит от диапазона I изменения диаметров паковки (обычно 5:1-10:1) и скоростного (базисного) диапазона движения материала в агрегате (D_2), т.е. $D = D_1 * D_2$ (рисунок 7.1).

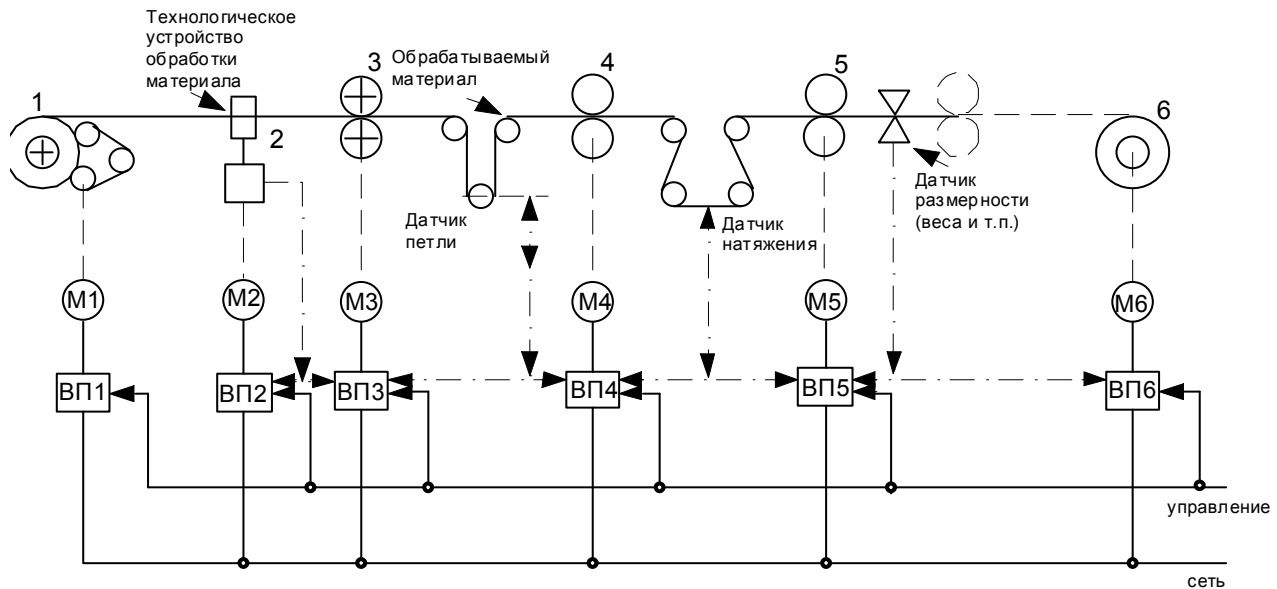


Рисунок 7.1 - Технологическая схема обобщенного агрегата

Зона обработки материала между механизмами 1-2-3 характеризуется такой технологической обработкой, при которой косвенно поддерживается определенный технологический параметр (например: нанесение покрытия на пленки, вытяжка материала, лужение металлической ленты и т.п.). Получение требуемых выходных параметров в данном случае обеспечивается точным и управляемым поддержанием соотношения скоростей во всем скоростном диапазоне работы линии. Причем базовая скорость линии должна устанавливаться и поддерживаться с точностью до 1% (реже до 0,1% и выше), тогда как соотношение скоростей смежных машин в агрегате должно быть на порядок, а то и два выше. Только при таких условиях возникает возможность управлять качеством выпускаемой продукции в непрерывном потоке. В некоторых случаях синхронизация работы смежных механизмов осуществляется путем коррекции задания скорости с помощью датчика петли компенсатора, когда его положение отличается от заданного (секция 3-4). Подобные системы получили широкое распространение в агрегатах по производству нетканых материалов, где ведется контроль свободного провиса материала, не допускающего натяжения, и в низкоскоростных поточных линиях обработки текстильных материалов (до 100-150 м/мин). Управляющий (задающий) сигнал автоматической системы регулирования (АСР) скорости в таких механизмах может корректироваться в функции изменения выходных координат обрабатываемого материала относительно заданного (штрих пунктирные линии).

С увеличением скоростей обработки выше 160-200 м/мин и необходимостью стабилизации натяжения материала с точностью до 1-3% системы согласования строят с датчиками прямого измерения натяжения (секции 4-5). Заданное соотношение скоростей между смежными секциями корректируется сигналом от датчика натяжения.

На последнем этапе обработки материала обычно ведется контроль качества выпускаемой продукции (например, толщина, вес погонного метра и т.п.). И в зависимости от отклонения технологических величин производится корректировка скоростных режимов или всей линии, или отдельных секций, влияющих на качество выходной продукции.

Совершенно очевидно, что эксплуатационные показатели, и прежде всего, точность, диапазон регулирования, быстродействие и надежность автоматизированных электроприводов, оказывают самое непосредственное и существенное влияние на качественные показатели взаимосвязанного электропривода и АСУ в целом.

Следует напомнить, что большинство химических, текстильных производств, а также ряд металлургических производств связаны с переработкой веществ, являющихся пожаро- и взрывоопасными, разрушающе действующих на изоляцию и металлические части электротехнических установок. При конструировании электрооборудования и комплектных устройств управления, следует учитывать условия применения этих изделий, а двигатели выбирать бесконтактными (асинхронные с к.з. ротором, синхронные с постоянными магнитами и т.п.).

Анализируя опыт по разработке и внедрению взаимосвязанных электроприводов и учитывая фактор унификации в изготовлении и эксплуатации подобных систем, можно сформулировать ряд четких и конкретных требований:

- поскольку связь машин или секций, входящих в состав поточной линии (агрегата), осуществляется через обрабатываемый материал, необходимым условием является обеспечение устойчивой согласованной (по производительности, скорости, ускорению или их совокупности) работы взаимосвязанных электроприводов при любом количестве двигателей;

- основной (базисный) плавный диапазон регулирования скоростных режимов электроприводов составляет 20:1-40:1, реже рабочий диапазон достигает 100:1 и более;

- для получения заданных качеств выходного продукта, (таких как плотность материала, удельный вес, размерность и т.п.), в некоторых зонах обработки необходимо создание вытяжки (усадки) продукта с высокой степенью стабилизации как скорости (не хуже 0,1 %), так и управляемого соотношения скоростей в диапазоне - 40% - +20% от базисной с точностью поддержания заданного соотношения 0,01 - 0,001%;

- условия пуска и останова агрегатов с взаимосвязанным электроприводом помимо синхронного, а часто и синфазного движения требуют ограничения ускорения (не более 0,2-0,35 м/с²), так как часть машин (например, чесальные и другие) обладают большим моментом инерции и при возникновении недопустимых пиков динамических моментов возможны нарушения нормальной работы и даже возникновение аварийных ситуаций;

- при комплексной автоматизации, т.е. при работе в АСУ ТП к взаимосвязанным ЭП необходимо предъявить еще ряд требований, вызванных спецификой автоматического управления технологическими процессами от вычислительного комплекса:

- необходимо иметь стандартизированный переходной процесс, т.е. известное максимально возможное время переходного процесса и величину перерегулирования;

- высокую статическую точность обработки различных возмущений.

Эти дополнительные требования дают основание считать, что взаимосвязанные системы электроприводов должны быть самонастраивающимися;

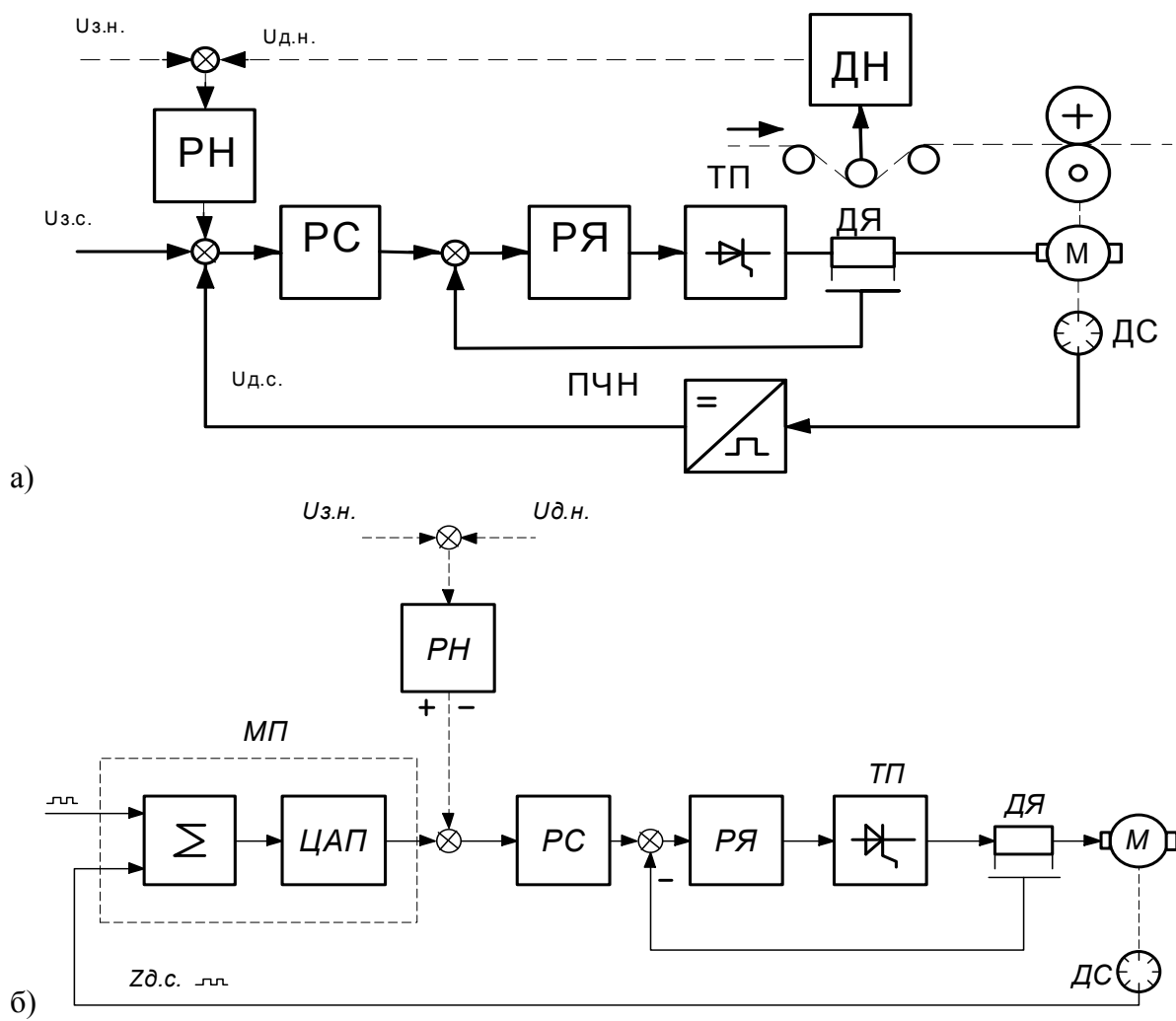
- алгоритмы управления и регуляторы технологическими процессами нельзя рассматривать в отрыве от выбранной системы взаимосвязанных электроприводов;

- необходимо обеспечить минимальное влияние вентильных электроприводов друг на друга, на сеть и другие потребители.

7.3 Классификация, структура и синтез многодвигательных систем управления электроприводами (МЭП)

При построении САУ можно выделить три способа: подчиненное регулирование, модальное и оптимальное управление. Системы подчиненного регулирования относятся к системам рационального управления; в ряде случаев такое управление по своим результатам близко к оптимальному, а техническая реализация значительно проще. Системы модального управления, получившие известное распространение в последние годы обеспечивают сравнительно высокое качество динамики МЭП. Системы оптимального управления используют обычно, когда необходимо достижение экстремальности некоторого показателя функционирования МЭП. За прошедшее время основное распространение получили

аналоговые САУ. Наряду с высокими динамическими показателями они обладают известными недостатками (малая статическая точность, низкая помехоустойчивость, трудности сопряжения с АСУТП и др.). Поэтому естественным является внедрение в практику цифро-аналоговых САУ с применением микропроцессорной техники. Диалектика развития цифро-аналоговых систем подчиненного регулирования представлена на рисунке 7.2, где приняты обозначения РН, РС, РЯ, ДН, ДС, ДЯ — соответственно регуляторы и датчики натяжения обрабатываемого материала, скорости двигателя и тока якоря; ПЧН— преобразователь частота — напряжение; МП — микропроцессор; Σ — сумматор сигналов; ЦАП, АЦП—цифро-аналоговый и аналого-цифровой преобразователи; ЦСУ ТП — цифровая система управления тиристорным преобразователем.



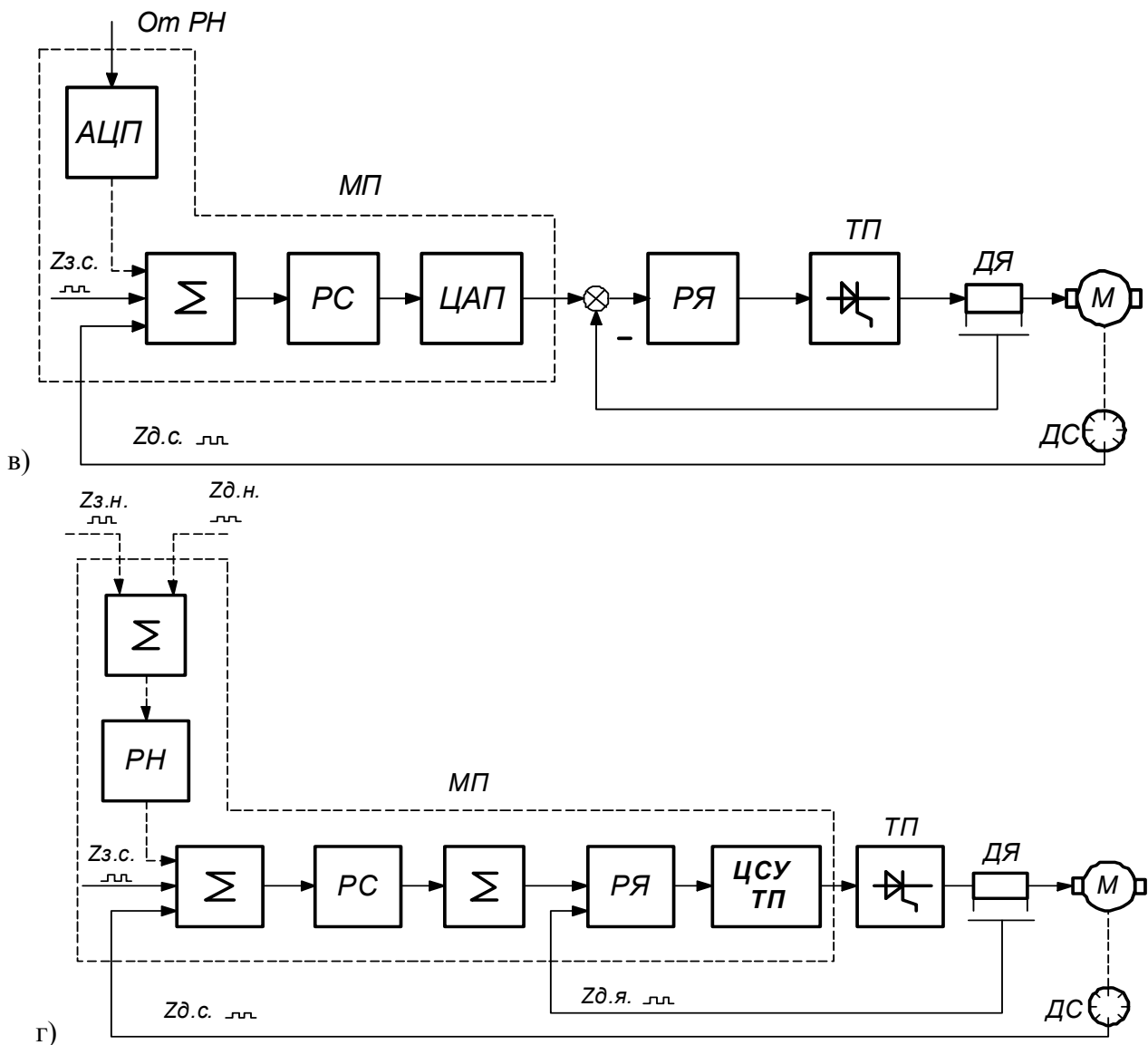


Рисунок 7.2 - Функциональные схемы цифро-аналоговых систем подчиненного регулирования

Применение в схеме (рисунок 7.2,а) импульсного ДС дало возможность повысить статическую точность САУ. Введение (рисунок 7.2,б) цифрового сравнения сигналов $Z_{з,с}$ — $Z_{д,с}$ позволило устранить ряд других недостатков непрерывных систем. Для реализации адаптивных алгоритмов управления РС может быть выполнен с помощью МП (рисунок 7.2,в). Дальнейшим развитием микропроцессорного управления является прямое цифровое управление ТП (рисунок 7.2,г), требующее применения быстродействующих МП. Выбор рациональной структуры цифро-аналоговой САУ определяется предъявленными требованиями, характером нестационарности объектов управления и возможностями технической реализации компонентов системы.

Базовые структурные модели электромеханических объектов управления и композиция алгоритмов функционирования МЭП.

Электромеханические объекты управления современных технологических линий по обработке полосовых материалов имеют достаточно сложную структуру, но состоят из ряда типовых узлов электрической и механической частей. Это дает возможность осуществить декомпозицию алгоритмов функционирования МЭП в виде математических моделей базовых

блоков, учитывающих заданное множество режимов работы и содержащих достаточно полную информацию о характеристиках объектов в общем случае сочетания параметров.

С помощью нормированных структурных схем можно произвести композицию алгоритмов функционирования МЭП линий при условии наложения ограничений в виде детерминированности структур (кинематики) приводов. Способ блочного построения структурных моделей электромеханических объектов управления позволяет существенно упростить процесс разработки математического описания сложных нелинейных систем.

Для эффективного применения структурных методов анализа и синтеза систем целесообразно перейти к эквивалентным моделям. При этом критерием эквивалентирования является сохранение в модели информации о существенных свойствах реальной системы в рассматриваемом режиме работы.

Можно указать следующие уровни эквивалентирования МЭП:

-приведение многомассовых механических объектов с упругими связями первого и второго родов к линеаризованным двух- или трехмассовым структурам;

-приведение локальных МЭП секций с упругими связями первого рода к эквивалентным жестким системам;

-выделение в МЭП с упругими связями второго рода эквивалентных САУ скоростью и натяжением.

Важным моментом является эквивалентирование цифро-аналоговых САУ скорости, имеющих определенные значения дискретности по времени T_0 и уровню δ_0 , а также некоторую суммарную инерционность непрерывной части $T_{\Sigma 1}$. При оптимизации динамики САУ скоростью чаще всего применяют типовые настройки—оптимум по модулю и симметричный оптимум. Проведенные исследования показали, что цифро-аналоговые САУ скоростью адекватны непрерывным линейным системам при $\frac{T_0}{T_{\Sigma 1}} \leq 1$ для оптимума по

модулю, $\frac{T_0}{T_{\Sigma 1}} \leq 0.5$ для симметричного оптимума, при $\delta_0 \leq 0.1$ для обеих настроек.

Полученные соотношения устанавливают границы применимости непрерывных методов исследования систем.

Способы оптимизации САУ МЭП.

В общем случае задача оптимизации МЭП поточных линий является многокритериальной и должна решаться применительно как к локальным, так и к многосвязным системам. Комплекс критериев качества МЭП базируется на предъявляемых требованиях и включает следующие основные позиции:

- обеспечение соответствующих статических и динамических характеристик систем при управляющих и возмущающих воздействиях (в том числе параметрических) в заданном множестве режимов, т. е. выполнение условий

$$v_c \leq v_{\text{дон},c}; \varphi_c \leq \varphi_{\text{дон},c};$$

$$v_{\text{max}} \leq v_{\text{дон},\delta}; \varphi_{\text{max}} \leq \varphi_{\text{дон},\delta};$$

$$t_p \leq t_{p,m},$$

где $v_{\text{дон},c}, \varphi_{\text{дон},c}, v_{\text{дон},\delta}, \varphi_{\text{дон},\delta}$ — допустимые по условиям технологии отклонения скоростей секций и натяжения материала в статике в динамике;

$t_{p,r}$ —требуемое время регулирования;

- подавление упругих колебаний первого ω_y и второго $\omega_{y,0}$ рода, что выполняется при запасе ЛЧХ системы по модулю или фазе

$$A_0 \geq 2; \Delta\varphi \geq 40^\circ$$

на частоте соответствующего резонанса;

- обеспечение заданного распределения нагрузок двигателей многоприводных секций

$$i_{яi} = k_{li} \cdot i_{я}; \mu_{yp} = 0,$$

μ_{yp} — уравнительный момент между рабочими валами секции.

Решение многокритериальной задачи может быть выполнено способом ступенчатой оптимизации, обеспечивающим ее поэтапное решение. При этом каждый последующий шаг выбирается на основании результатов предыдущего этапа, а процесс оптимизации заканчивается тогда, когда совокупность характеристик системы будет соответствовать заданным критериям качества. Можно выделить следующие ступени оптимизации САУ:

- настройка параметров регуляторов;
- перестройка параметров (структуры) регуляторов с введением дополнительных средств последовательной или параллельной коррекции, предназначенных для оптимального подавления упругих колебаний;
- введение инвариантных каналов по основным возмущениям;
- введение дополнительных связей и подсистем для автоматического распределения нагрузок двигателей в многоприводных секциях агрегатов;
- включение в многосвязные (нелинейные) системы корректирующих устройств с целью обеспечения требуемого качества работы приводов в определенных режимах.

На рисунке 7.3 представлен алгоритм ступенчатой оптимизации САУ натяжением. Наличие этапов настройки линейаризованной и нелинейной систем обусловлено разнообразием режимов работы агрегата (постоянство скорости, пуск, торможение).

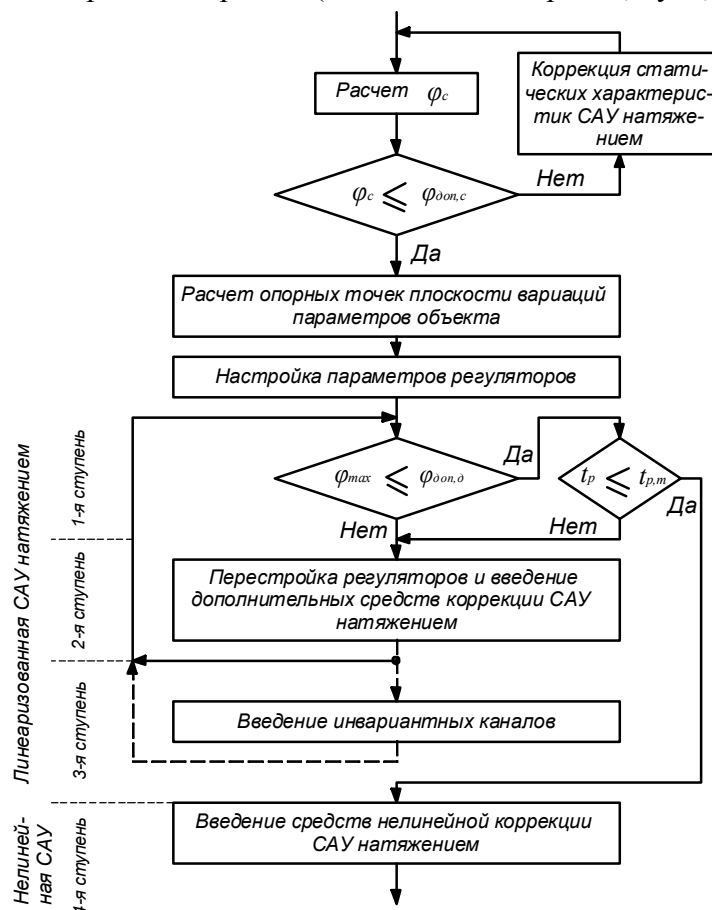


Рисунок 7.3 - Алгоритм ступенчатой оптимизации САУ натяжением

Для САУ натяжением окончательных секций (раскатов, накатов) характерна широкая вариация электромеханических параметров, которая обусловлена как процессом размотки

(намотки) рулона, так и изменением скорости агрегата. Поэтому оптимизация САУ натяжением должна быть выполнена в плоскости режимов, ограниченной опорными точками (начало—конец перемотки, нижняя — верхняя скорость).

После оптимизации выделенных систем переходят к синтезу алгоритмов управления группой САУ натяжением (или САУ скоростью) на базе иерархической структуры микропроцессорного управления многодвигательным ЭП технологической линии.

7.4 Математическое описание взаимосвязанных электроприводов непрерывно-поточных агрегатов

АСР электроприводов непрерывно-поточных агрегатов предназначены, главным образом, для поддержания заданного технологическими условиями режима работы агрегата. Отклонения регулируемых величин (скоростей секций, натяжения вырабатываемого материала и т. д.) от установленных значений, вызванных возмущающими воздействиями на систему, являются нежелательными. При рассмотрении динамики таких систем интересуются обычно величиной и характером отклонений переменных от их начальных значений. Соответственно этому и дифференциальные уравнения звеньев АСР записывают в приращениях, рассматривая «малые» отклонения регулируемых величин. Для придания уравнениям универсальности, а также исключения ряда коэффициентов, что упрощает расчеты и ускоряет обработку результатов анализа, удобно записывать дифференциальные уравнения в относительных приращениях. При этом в качестве базового режима целесообразно выбрать режим работы системы в статике до момента приложения управляющего или возмущающего воздействия.

Уравнение механики привода секции агрегата в приращениях переменных имеет вид:

$$\Delta M_{\partial} - \Delta M_c = J \cdot p \cdot \Delta \omega, \quad (7.1)$$

где $\Delta M_{\partial}, \Delta M_c$ — моменты двигателя и сопротивления секции; $J, \Delta \omega$ — приведенный к валу двигателя момент инерции и скорость электропривода; p — оператор дифференцирования.

При переходе к относительным приращениям уравнение (7.1) будет:

$$\Delta \mu_{\partial} - \Delta \mu_c = T_m \cdot p \cdot \Delta v, \quad (7.2)$$

где $T_m = \frac{J \cdot \omega_c}{M_c}$ — механическая постоянная времени привода; ω_c, M_c — скорость электропривода и момент сопротивления в статическом режиме;

$$\Delta \mu_{\partial} = \frac{\Delta M_{\partial}}{M_c}, \Delta \mu_c = \frac{\Delta M_c}{M_c}, \Delta v = \frac{\Delta \omega}{\omega_c}.$$

Отклонение момента двигателя, управляемого напряжением якоря, определяется формулой:

$$\Delta M_{\partial} = \alpha \cdot \Phi \cdot \Delta I_{\partial}. \quad (7.3)$$

При переходе к относительным отклонениям выражение (7.3) примет вид:

$$\Delta \mu_{\partial} = \Delta i_{\partial}, \quad (7.4)$$

где $\Delta i_{\partial} = \frac{\Delta I_{\partial}}{I_{\partial.c}}$ - относительное отклонение тока якоря от значения в статике $I_{\partial.c}$.

С учетом (7.4) уравнение (7.2) примет вид:

$$\Delta i_{\partial} - \Delta \mu_c = T_m \cdot p \cdot \Delta v \quad (7.5)$$

Физически T_m есть время, в течение которого привод разгоняется в режиме холостого хода ($M_c=0$) от 0 до ω_c при $I_{\partial} = I_{\partial.c}$.

Уравнение оптимизированного замкнутого контура тока якоря двигателя приближенно может быть записано в виде :

$$I_{я} \approx \frac{1}{k_{\partial.я}(T_{\Sigma\partial} \cdot p + 1)} \cdot \Delta U_{p.c}, \quad (7.6)$$

где $k_{\partial.я}$ — коэффициент передачи датчика тока якоря; $T_{\Sigma\partial}$ — эквивалентная «малая» постоянная времени.

В относительных отклонениях переменных уравнение (7.6) будет

$$\Delta i_{я} \approx \frac{1}{k_T(T_{\Sigma\partial} \cdot p + 1)} \cdot \Delta v_{p.c}, \quad (7.7)$$

где

$$k_T = k_{\partial.я} \cdot \frac{I_{я.c}}{U_{вед.c}}, \quad \Delta v_{p.c} = \frac{\Delta U_{p.c}}{U_{вед.c}},$$

$U_{вед.c}$ - ведущее напряжение в статическом режиме.

Уравнение датчика скорости (тахогенератора) в отклонениях переменных имеет вид:

$$\Delta U_{\partial.c} = k_{\partial.c} \cdot \Delta \omega, \quad (7.8)$$

где $k_{\partial.c}$ - коэффициент передачи датчика скорости.

При переходе к относительным отклонениям выражение (7.8) примет вид:

$$\Delta v_{\partial.c} = \Delta v, \quad (7.9)$$

где $\Delta v_{\partial.c} = \frac{\Delta U_{\partial.c}}{U_{вед.c}}$.

Уравнение пропорционально-интегрального регулятора скорости в относительных отклонениях будет:

$$\Delta v_{p.c} = \beta_1 \cdot \frac{\tau_1 \cdot p + 1}{\tau_1 \cdot p} \cdot (\Delta v_y - \Delta v_{\partial.c}), \quad (7.10)$$

где β_1 , τ_1 - динамический коэффициент усиления и постоянная времени настройки регулятора;

$$\Delta v_{p.c} = \frac{\Delta U_{p.c}}{U_{вед.c}}, \quad \Delta v_y = \frac{\Delta U_y}{U_{вед.c}}.$$

Для снижения перерегулирования скорости при управляющих воздействиях на вход контура скорости включается демпфирующий фильтр первого порядка. Уравнение фильтра в относительных отклонениях переменных будет

$$\Delta v_y = \frac{k_{\phi}}{T_{\phi} \cdot p + 1} \cdot \Delta v_{вед}, \quad (7.11)$$

где k_{ϕ} , T_{ϕ} - коэффициент передачи и постоянная времени фильтра;

$$\Delta v_{вед} = \frac{\Delta U_{вед}}{U_{вед.c}}.$$

На основании уравнений (7.5), (7.7), (7.9), (7.10) и (7.11) может быть построена нормированная структурная схема электропривода секции (локальной системы), показанная на рисунка 13. Способ математического описания динамических режимов электроприводов непрерывно-поточных агрегатов в виде нормированных структурных схем, составленных для относительных отклонений переменных, вычисляемых обычно в процентах, наиболее удобен. При этом параметрами структуры являются только безразмерные нормированные коэффициенты передачи и постоянные времени звеньев АСР. Нормированные коэффициенты передачи включают часто несколько первичных параметров, что позволяет упростить

расчеты и достигнуть общности исследований. Кроме того, некоторые коэффициенты оказываются равными единице.

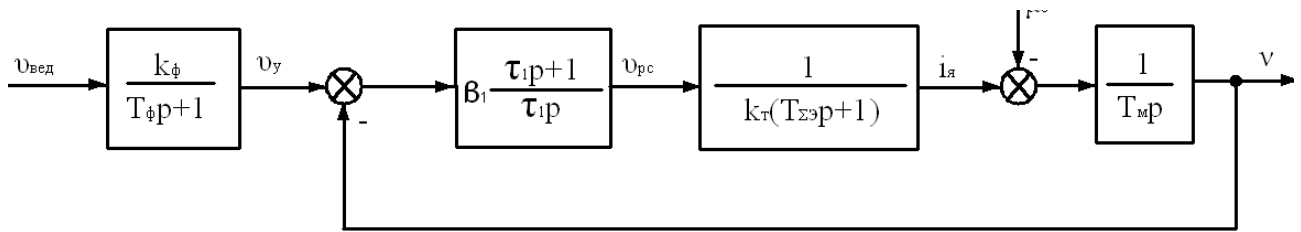


Рисунок 7.4 – Структурная схема локальной системы

Остановимся теперь на математическом описании электроприводов непрерывно-поточных агрегатов с учетом механических явлений и технологических факторов. Особенностью технологического процесса производства бумаги, проката, синтетической пленки, ткани и ряда других материалов является одновременность прохождения вырабатываемого материала через секции агрегата, что обуславливает их связь через этот материал. В зависимости от свойств и структуры вырабатываемых материалов, а также характера ведения технологического процесса их параметры изменяются в широких пределах и различны на различных участках технологической линии непрерывно-поточных агрегатов. Однако общим для рассматриваемых материалов является наличие у них упруго-пластических свойств. При рассмотрении динамических процессов в «малых» отклонениях часто идеализируют характеристики указанных связей и вводят следующие допущения:

1. Вырабатываемый материал предполагается абсолютно упругим, и его деформация линейно зависит от приложенного усилия, т. е. подчинена закону Гука.
2. Материал полагается невесомым. Это допущение основано на том, что материал имеет достаточно высокие межсекционные натяжения, а возможные изменения окружных скоростей рабочих валов агрегата, даже с помощью быстродействующих АСР, всегда так медленны, что силой ускорения массы полотна по отношению к силе его натяжения можно пренебречь. Вследствие этого деформация вырабатываемого материала распространяется мгновенно по всей длине рассматриваемого участка.
3. Материал считается однородным, имеющим одинаковую ширину и толщину на рассматриваемом участке.
4. Рассматривается однонаправленное растяжение, т. е. изменение размеров материала по направлению его движения.
5. Предполагается, что отсутствует проскальзывание материала по рабочему валу в зоне «сцепления» (прижима).

С учетом сделанных допущений зависимость между относительными отклонениями удлинения $\Delta\delta_{i,i+1}$ вырабатываемого материала и разностью относительных отклонений скоростей Δv смежных i и $(i+1)$ -й секций агрегата может быть представлена в виде:

$$\Delta\delta_{i,i+1} = \frac{\Delta v_{i+1} - \Delta v_i + \Delta\delta_{i-1,i}}{T_{\delta(i,i+1)} \cdot p + 1}, \quad (7.12)$$

где $\Delta\delta_{i-1,i} = \frac{V_i - V_{i-1}}{V_{i-1}}$ - относительное отклонение удлинения материала в предыдущем $(i-1)$ - i -м межсекционном промежутке;

$$\Delta\delta_{i,i+1} = \frac{V_{i+1} - V_i}{V_i};$$

V_{i-1}, V_i, V_{i+1} - соответственно линейные скорости $(i-1)$, i , $(i+1)$ -й секций;

$T_{\delta(i,i+1)} = \frac{l_{i,i+1}}{V_{c(i+1)}}$ - постоянная времени удлинения материала при прохождении им $i - (i+1)$ -го

межсекционного промежутка;

$l_{i,i+1}$ - длина свободного участка материала в межсекционном промежутке,

$$\Delta v_i = \frac{\Delta V_i}{V_{ci}} = \frac{\Delta \omega_{\partial i}}{\omega_{\partial, ci}}, \quad \Delta v_{i+1} = \frac{\Delta V_{i+1}}{V_{c(i+1)}} = \frac{\Delta \omega_{\partial(i+1)}}{\omega_{\partial, c(i+1)}}.$$

Связь между относительными отклонениями удлинения $\Delta \delta$ и отклонениями натяжения материала ΔF между i и $(i+1)$ -й секциями определяется формулой

$$\Delta \delta_{i,i+1} = \frac{\Delta F_{i,i+1}}{E_{i,i+1} \cdot S_{i,i+1}}, \quad (7.13)$$

где $E[\text{Н/м}^2]$, $S[\text{м}^2]$ – модуль упругости и площадь поперечного сечения материала.

При переходе к относительному отклонению натяжения $\Delta \varphi = \frac{\Delta F}{F_c}$ уравнение (7.13) можно

переписать в виде:

$$\Delta \varphi_{i,i+1} = k_{V(i,i+1)} \cdot \Delta \delta_{i,i+1}, \quad (7.14)$$

где

$$k_{V(i,i+1)} = \frac{E_{i,i+1} \cdot S_{i,i+1}}{F_{c(i,i+1)}} = \frac{1}{\delta_{c(i,i+1)}},$$

F_c, δ_c - натяжение и удлинение материала в статическом режиме.

Функциональная схема связи секций агрегата через вырабатываемый материал представлена на рисунке 7.5. Мощность P_c потребляемая i -й секцией, с учетом переднего и заднего натяжений материала равна

$$P_{ci} = P_{coi} + V_i \cdot F_{i,i-1} - V_{i+1} \cdot F_{i,i+1}. \quad (7.15)$$

где P_{coi} - мощность, потребляемая секцией при свободном прохождении материала.

Разделив (7.15) на скорость секции ω_{yi} , получим уравнение моментов на i секции

$$M'_{ci} = M'_{coi} + \frac{V_i \cdot F_{i,i-1}}{\omega_{yi}} - \frac{V_{i+1} \cdot F_{i,i+1}}{\omega_{yi}}. \quad (7.16)$$

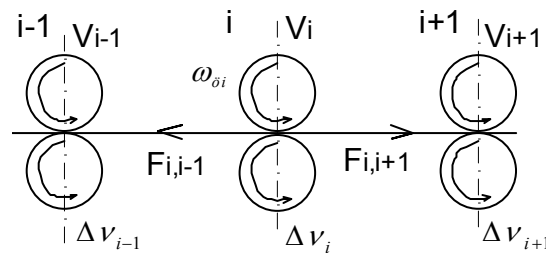


Рисунок 7.5 – Функциональная схема связи секций через вырабатываемый материал.

Считая $V_i \approx V_{i+1}$ и $R_{yi} = \frac{V_i}{\omega_{yi}}$, имеем

$$M'_{ci} = M'_{coi} + R_{yi} \cdot F_{i,i-1} - R_{yi} \cdot F_{i,i+1}. \quad (7.17)$$

Для отклонения переменных уравнения (7.17) будет

$$\Delta M'_{ci} = M'_{coi} + R_{yi} \cdot \Delta F_{i,i-1} - R_{yi} \cdot \Delta F_{i,i+1}. \quad (7.18)$$

После приведения моментов к валу двигателя i секции и перехода к относительным отклонениям переменных уравнение (7.18) может быть представлено в виде:

$$\Delta \mu_{ci} = \mu_{coi} + k_{\varphi(i-1,i)} \cdot \Delta \varphi_{i-1,i} - k_{\varphi(i,i+1)} \cdot \Delta \varphi_{i,i+1}. \quad (7.19)$$

где

$$k_{\varphi(i-1,i)} = \frac{F_{c(i-1,i)} \cdot R_{\varphi i}}{i_{pi} \cdot \eta_{pi} \cdot M_{coi}};$$

$$k_{\varphi(i,i+1)} = \frac{F_{c(i,i+1)} \cdot R_{\varphi i}}{i_{pi} \cdot \eta_{pi} \cdot M_{coi}};$$

i_{pi}, η_{pi} - передаточное число и КПД редуктора i -й секции; M_{coi} - приведенный момент сопротивления i -й секции при свободном прохождении полотна;

$$\Delta\mu_{ci} = \frac{\Delta M_{ci}}{M_{coi}}, \quad \Delta\mu_{coi} = \frac{\Delta M_{coi}}{M_{coi}}.$$

Уравнение, связывающее относительное отклонение скорости Δv и момента $\Delta\mu_{\delta}$ i -й секции, можно записать в виде:

$$\Delta v_i = (\Delta\mu_{\delta i} - \Delta\mu_{ci}) \cdot \frac{1}{T_{mi} \cdot p}. \quad (7.20)$$

или с учетом $\Delta\mu_{\delta i} = i_{яi}$,

$$\Delta v_i = (\Delta i_{яi} - \Delta\mu_{ci}) \cdot \frac{1}{T_{mi} \cdot p}. \quad (7.21)$$

На основе уравнения (7.12), (7.14), (7.19) и (7.21) может быть построена структурная схема, отражающая взаимосвязь электроприводов $(i-1)$, i и $(i+1)$ -й секций агрегата через вырабатываемый материал. Добавляя к этой структуре по входам $i_{я1}$, $i_{я2}$ и $i_{я3}$ локальные (сепаратные АСР скоростей секций, получим нормированную структурную схему электромеханической системы, состоящей из трех смежных секций (рисунок 7.6). На входах всех секций действует ведущее напряжение $U_{вед}$.

Выше сказано, что для более точного поддержания заданного технологического режима работы непрерывно-поточных агрегатов в ряде случаев вводится непосредственное регулирование натяжения вырабатываемого материала. Контур регулирования натяжения (показан на рисунке 7.6 пунктиром) содержит обычно ПИ-регулятор натяжения (РН) с передаточной функцией

$$W_{РН}(p) = \frac{\Delta v_{РН}}{\Delta v_3 - \Delta v_{\delta n}} = \beta_0 \cdot \frac{\tau_0 \cdot p + 1}{\tau_0 \cdot p} \quad (7.22)$$

и датчик натяжения (ДН) с передаточной функцией

$$W_{ДН}(p) = \frac{\Delta v_{\delta n}}{\Delta \varphi} = \frac{k_n}{T_{\delta n} \cdot p + 1}, \quad (7.23)$$

где

$$k_n = \frac{F_{c(i-1,i)} \cdot k_{\delta n}}{U_{ведc}};$$

$k_{\delta n}$ - коэффициент передачи; $T_{\delta n}$ - постоянная времени ДН;

$$\Delta v_3 = \frac{\Delta U_3}{U_{ведc}}, \quad \Delta v_{РН} = \frac{\Delta U_{РН}}{U_{ведc}}, \quad \Delta v_{\delta n} = \frac{\Delta U_{ДН}}{U_{ведc}}.$$

Представленная структурная схема электропривода учитывает различные факторы (электрические, механические, технологические), влияющие на его работу, и может быть применена для анализа различных режимов, например, изменения скорости отдельной секции или агрегата в целом, при возмущающих воздействиях в виде изменения момента сопротивления секций и т. д. Она наглядно отражает реально существующие связи между электроприводами отдельных секций агрегата через управляющие и возмущающие воздействия и через вырабатываемый материал. Следовательно, система электропривода

непрерывно-поточного агрегата является многомерной многосвязной системой. Она может быть отнесена к параллельно связанным системам с несимметричными перекрестными связями, образованными через вырабатываемый материал. Необходимо заметить, что электроприводы непрерывно-поточных агрегатов являются в действительности нелинейными системами и только анализ в режиме «малых» отклонений дает возможность рассматривать линеаризованные системы.

При исследовании такой сложной многосвязной системы в первую очередь возникает задача ее упрощения без потери информации о ее существенных свойствах. Сложная система, в общем случае, включает n локальных систем, однако для анализа динамических режимов в первом приближении достаточно рассмотреть систему, состоящую из трех секций, как это показано на рисунке 7.6. Тогда поведение средней секции будет эквивалентно поведению i секции, связанной через вырабатываемый материал с $(i-1)$ и $(i+1)$ -й секциями агрегата. При исследованиях многосвязных систем целесообразно применение машинных методов расчета, в частности, моделирование. При этом схема набора компонентуется в соответствии с известными принципами структурного моделирования по развернутой структурной схеме системы. Дополнение в ряде случаев машинных методов «ручными», например частотными методами позволяет наиболее полно исследовать поведение системы в динамических режимах.

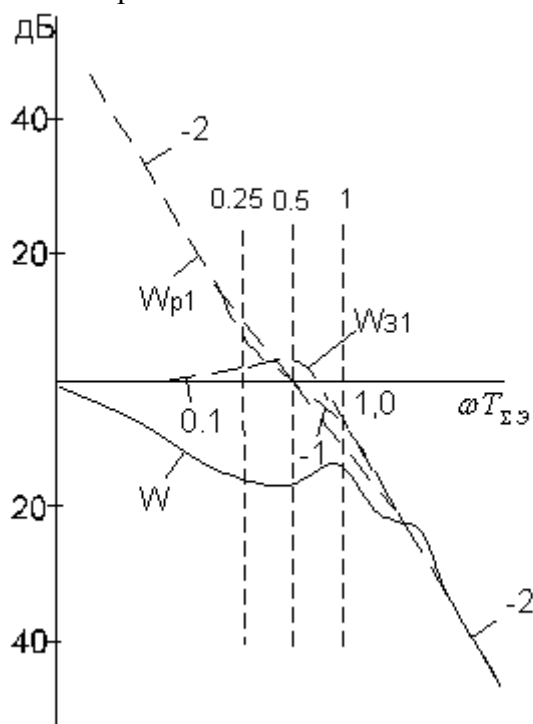


Рисунок 7.7 – Логарифмические частотные характеристики локальной и многосвязной системы

Регулятор скорости (РС) чаще всего настраивается на «симметричный оптимум», что обеспечивает оптимальные динамические характеристик АСР при изменении момента сопротивления секции, являющемся основным возмущением в электроприводах непрерывно-поточных агрегатов. Параметры РС выбираются в соответствии с условиями:

$$\beta_1 = \frac{T_m \cdot k_T}{2 \cdot T_{\Sigma Э}}; \tau_1 = 4 \cdot T_{\Sigma Э} \quad (7.24)$$

При этом логарифмические амплитудные характеристики разомкнутого W_{p1} и замкнутого W_{z1} контуров скорости локальной системы, показанные на рисунке 7.7 пунктиром, имеют стандартный вид (характеристики построены в функции относительной

частоты $\bar{\omega} = \omega \cdot T_{\Sigma 0}$). ЛАХ замкнутого контура скорости в многосвязной системе W_v показана на рисунке сплошной линией. При построении этой характеристики были заложены параметры секционного электропривода высокопроизводительной бумагоделательной машины, вырабатывающей плотные сорта бумаг, а именно $k_v = 1000$, $k_\varphi = 2$, T_δ на верхней скорости $T_{\delta 6} = 0.16$ с, $T_m = 0.18$ с, $T_{\Sigma 0} = 0.2$ с. На основании сравнения ЛАХ W_{31} и W_v можно сделать следующие выводы:

1. Переходная характеристика изменения скорости i -й секции при влиянии межсекционных связей будет монотонной, а время регулирования будет значительно больше, чем в локальной системе.

Следовательно, межсекционные связи через вырабатываемый материал (бумажное полотно) оказывают демпфирующее действие на динамические режимы локальной системы.

2. В начальный период переходного процесса наблюдается слабовыраженная колебательность на частоте $\omega \cdot T_{\Sigma 0} \approx 1$, соответствующей свободным колебаниям i -й секции, связанной со смежными секциями через вырабатываемое полотно. При принятых параметрах эта частота $\omega_{y0} \approx 5$ с⁻¹.

Рассмотрим динамические режимы работы контура натяжения. При оптимизации АСРН вырабатываемого материала следует стремиться к получению высококачественных переходных процессов как в локальной, так и многосвязной системе. Быстродействие контура натяжения выбирается обычно в несколько раз ниже, чем быстродействие подчиненного ему контура скорости. При этом главной задачей контура натяжения является поддержание заданного натяжения вырабатываемого материала при изменении технологического режима работы агрегата. Трудности оптимизации контура натяжения заключаются в том, что в передаточной функции «объекта регулирования» контура

$$W_0(p) = W_{31}(p) \cdot \frac{k_v \cdot k_n}{(T_\delta \cdot p + 1) \cdot (T_{\text{он}} \cdot p + 1)}, \quad (7.25)$$

где

$$W_{31}(p) = \frac{4 \cdot T_{\Sigma 0} \cdot p + 1}{(2 \cdot T_{\Sigma 0} \cdot p + 1) \cdot (4 \cdot T_{\Sigma 0}^2 \cdot p^2 + 2 \cdot T_{\Sigma 0} \cdot p + 1)},$$

имеются переменные параметры

$$k_n = k_{\text{он}} \cdot \frac{F_c}{U_{\text{ввод}}} \quad \text{и} \quad T_\delta = \frac{l}{V_c},$$

обратно пропорциональные скорости электропривода.

Поскольку быстродействие и колебательность контура натяжения будут больше на нижней скорости электропривода, то в этом режиме и следует обеспечить достаточную устойчивость АСРН. В случае применения ПИ-регулятора натяжения с передаточной функцией (7.22) оптимальная настройка контура натяжения имеет место при

$$\beta_0 = \frac{T_{\delta i}}{2 \cdot k_{\text{ин}} \cdot k_v \cdot T_{\Sigma 0}}, \quad \tau_0 = T_{\delta i}, \quad (7.26)$$

где $k_{\text{ин}}$, $T_{\delta i}$ - значения k_n и T_δ на нижней рабочей скорости электропривода;

$$T_{\Sigma 0} = 4 \cdot T_{\Sigma 0} + T_{\text{он}}.$$

С учетом (7.26) передаточные функции разомкнутого контура натяжения на нижней и верхней скоростях соответственно будут:

$$W_{\text{РОН}}(p) = W_{31}(p) \cdot \frac{1}{2 \cdot T_{\Sigma 0} \cdot p \cdot (T_{\text{он}} \cdot p + 1)}; \quad (7.27)$$

$$W_{POH}(p) = W_{31}(p) \cdot \frac{T_{\partial i} \cdot p + 1}{2 \cdot \Delta_p \cdot T_{\Sigma 0} \cdot p \cdot (T_{\partial s} \cdot p + 1) \cdot (T_{\partial n} \cdot p + 1)}, \quad (7.28)$$

где Δ_p - диапазон регулирования скорости электропривода.

При этом на нижней скорости характеристики локального контура близки к настройке на «оптимум по модулю». При больших скоростях электропривода переходные процессы в АСРН будут еще более демпфированными.

7.5 Системы управления скоростью и соотношением скоростей взаимосвязанных многодвигательных электроприводов

Многодвигательные электроприводы промышленных установок выполняются с использованием электродвигателей постоянного и переменного тока. Однако электроприводы постоянного тока оказываются более простыми и получили наибольшее распространение в практике. Силовая часть многодвигательных электроприводов постоянного тока может быть выполнена по схеме с общим ТП на все или на группу электроприводов или по схеме с индивидуальными ТП на каждый электропривод. Многодвигательные электроприводы с индивидуальными ТП применяются без ограничений по мощности и обеспечивают более гибкое управление промышленными установками при широком диапазоне регулирования скорости. Для чистовой обработки металлов в прокатных станах применяют электроприводы с двухзонным регулированием скорости. Электроприводы могут также выполняться реверсивными, если прокатка металлической полосы происходит вначале в одном, а затем в обратном направлении. Для большинства других промышленных установок применяют неревверсивные электроприводы с однозонным регулированием скорости.

Функциональная схема системы управления трехдвигательным электроприводом с индивидуальными преобразователями на каждый электродвигатель показана на рисунке 7.8. Взаимосвязь локальных систем осуществляется по цепи нагрузки через общее обрабатываемое полотно и по цепи управления для задания уровня общей скорости электроприводов и соотношения скоростей электроприводов отдельных секций.

Задание общей скорости электроприводов производится сигналом U_{30} , поступающим на входы локальных систем управления через инерционные звенья (ИЗ) и устройства задания соотношений скоростей (УЗСС). Плавное изменение общей скорости электроприводов производится путем формирования линейно-изменяющегося во времени сигнала U_{30} при произвольной форме сигнала U'_{30} , поступающего от устройств задания скорости (УЗС). Делается это с помощью задатчика интенсивности.

УЗСС могут включаться таким образом, чтобы обеспечить следующие способы управления локальными электроприводами:

1) с параллельным (независимым) управлением; 2) с последовательным (каскадным) управлением, когда с изменением скорости предыдущего электропривода изменяются в определенном соотношении скорости последующих электроприводов; 3) с комбинированным управлением, сочетающим в себе способы параллельного и последовательного управления.

Реализация этих способов в аналоговых системах выполняется с помощью масштабных операционных усилителей. При последовательном управлении локальными электроприводами масштабные усилители включаются последовательно.

Соотношения скоростей локальных электроприводов в общем виде определяются равенством

$$\frac{\omega_{i+1}}{\omega_i} = \frac{u_{3,i+1}}{u_{3,i}} = k_{c.ci+1},$$

где $k_{c.ci+1}$ — коэффициент устройства задания соотношения скорости принимающий значения как больше, так меньше единицы.

Требуемое значение коэффициента $k_{c.ci}$ устанавливается с помощью регулируемого сопротивления в цепи обратной связи усилителя. При изменении напряжения $u_{3,0}$ соответственно изменяются напряжения $u_{3,2}$ и $u_{3,3}$:

$$u_{3,2} = k_{c.c2} \cdot u_{3,0};$$

$$u_{3,3} = k_{c.c3} \cdot u_{3,2} = k_{c.c3} \cdot k_{c.c2} \cdot u_{3,0}$$

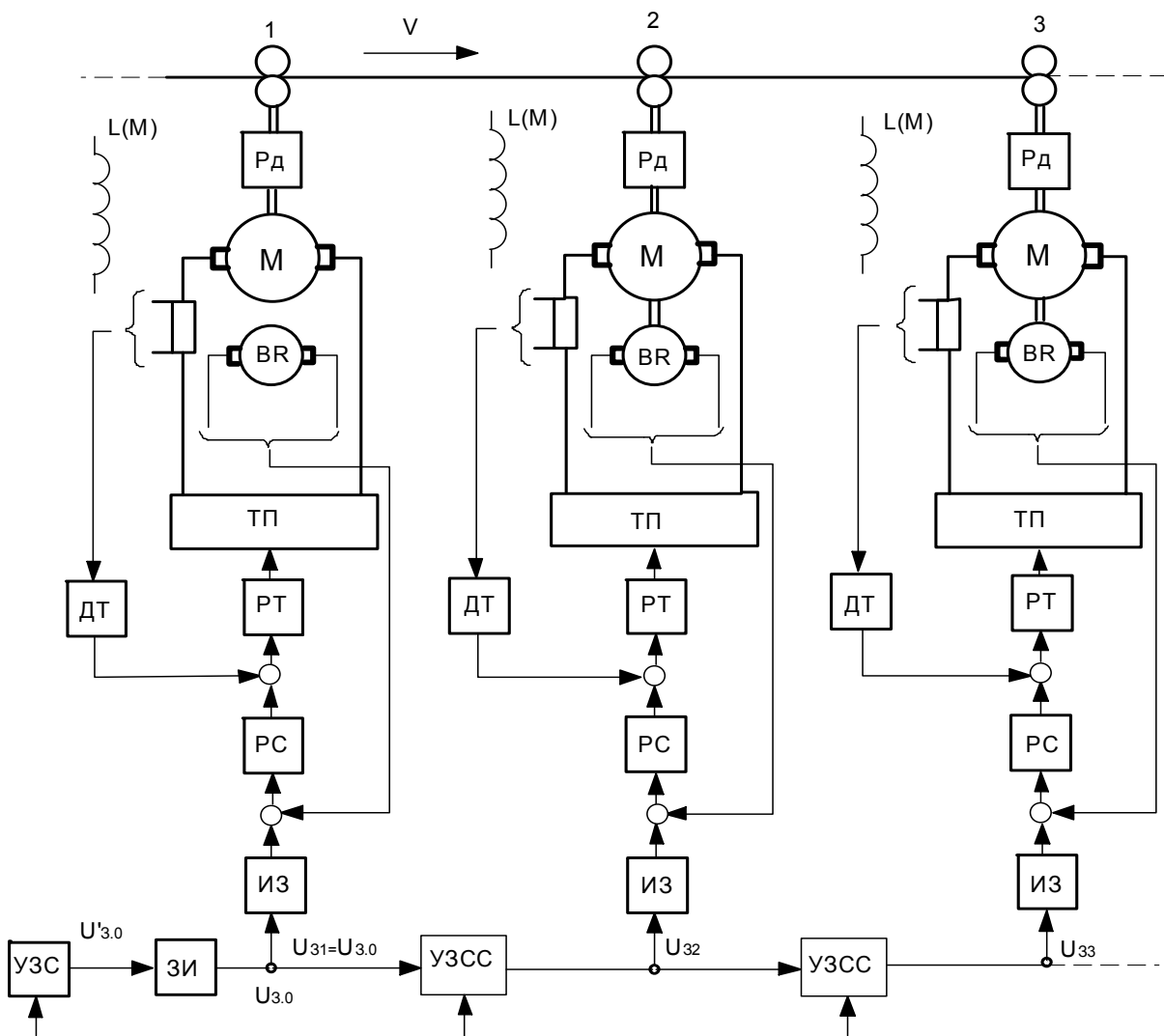


Рисунок 7.8 – Функциональная схема системы управления

и изменяются скорости всех локальных электроприводов, а соотношения скоростей остаются прежними. Если $u_{3,0} = \text{const}$, а $u_{3,2}$ изменится путем изменения коэффициента соотношения скоростей $k_{c.c2}$, то изменятся и все последующие напряжения задания $u_{3,3}$, $u_{3,4}$ и т. д., а следовательно, и скорости соответствующих локальных электроприводов. Влияние же изменения $k_{c.c2}$ на предыдущее напряжение задания отсутствует из-за свойств операционных усилителей.

При параллельном управлении локальными электроприводами масштабные усилители включаются независимо друг от друга и изменение одного из напряжений задания не

приводит к изменению других напряжений задания. В такой схеме соотношения скоростей локальных электроприводов устанавливаются в соответствии с равенством

$$\frac{\omega_{i+1}}{\omega_i} = \frac{u_{3,i+1}}{u_{3,i}} = \frac{k_{c.ci+1}}{k_{c.ci}},$$

где: $k_{c.ci} = u_{3i} / u_{30}$, $k_{c.ci+1} = u_{3i+1} / u_{30}$.

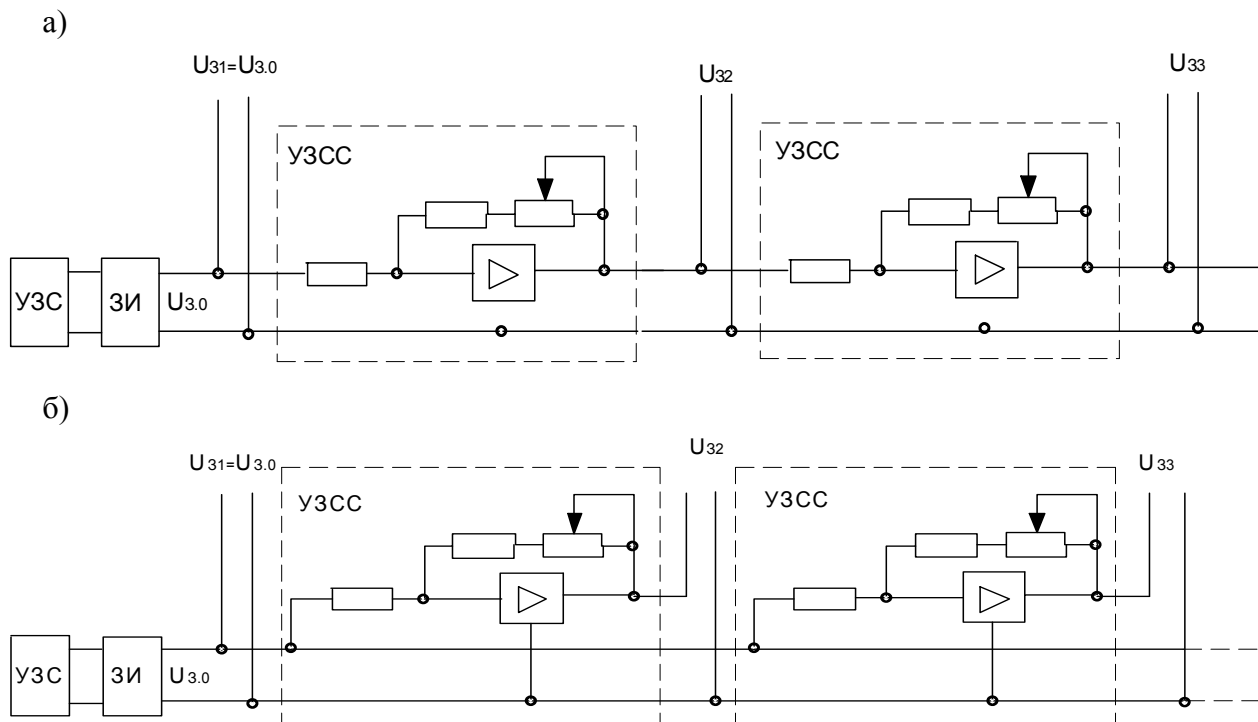


Рисунок 7.9 – Схемы управления МЭП на операционных усилителях

При изменении коэффициента соотношения скоростей одного из локальных электроприводов изменяется скорость только этого электропривода и, следовательно, соотношение скоростей двух рядом расположенных электроприводов. Соотношения скоростей остальных электроприводов остаются неизменными.

Регулирование общей скорости всех электроприводов происходит так же, как и при последовательном управлении.

При комбинированном управлении соотношением скоростей применяются оба способа включения масштабных усилителей.

Инерционные звенья ИЗ, устанавливаемые на входе локальных систем управления электроприводами, предназначены для уменьшения больших перерегулирований по скорости при изменении задания на соотношения скоростей электроприводов. Это обусловлено тем, что системы регулирования скорости рассматриваемых электроприводов настраиваются на симметричный оптимум, для которого характерны большие перерегулирования по скорости при скачкообразных изменениях напряжений задания. Такие изменения задания производятся при изменении сопротивлений регулируемых резисторов в устройствах задания соотношений скоростей.

7.6 Методы регулирования натяжения посредством измерения усилия, момента и мощности

В машинах, механизмах, предназначенных для перематки полосовых материалов, таких, как листовая металл, бумага, различные пленки и т.п., встает задача регулирования усилия в полосе, т.е. натяжения. В большинстве случаев точность поддержания натяжения (или регулирование по заданному закону) непосредственно влияет на качество продукта. На рисунке 7.10 показана кинематическая схема намоточного устройства: узел 7.10, а может представлять собой валки последней клетки стана холодной прокатки, последнюю секцию бумагоделательной машины или другой узел механизма, из которого полоса 2 выходит с постоянной скоростью. На намоточном устройстве она наматывается в рулон 3.

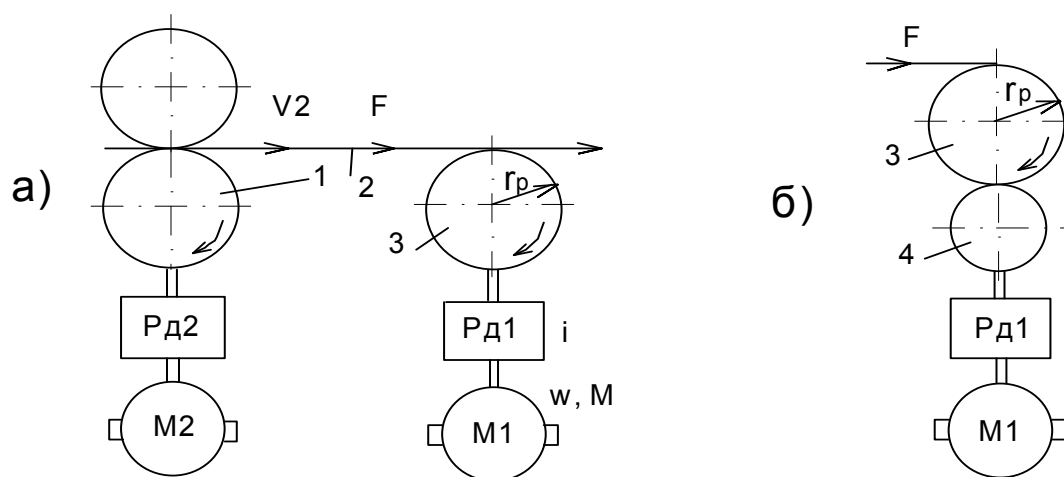


Рисунок 7.10 – Кинематическая схема намоточного устройства

Валки 1 и рулон приводятся во вращение электродвигателями, оборудованными собственными автоматическими системами управления. Система управления электроприводом валков 1 осуществляет обычно стабилизацию скорости валков. Задачей электропривода намоточного устройства является регулирование или поддержание натяжения. Если происходит размотка рулона, то полоса движется в направлении, противоположном показанному на рисунке, и двигатель намоточного устройства работает в режиме торможения.

Поскольку момент, развиваемый двигателем намоточного устройства, прикладывается к валу, на который наматывается полоса, скорость двигателя M1, которая должна обеспечиваться в каждый данный момент времени, определяется как скорость движения полосы V , так и текущим значением радиуса r_p . В ряде механизмов, обычно, когда устройство работает только в режиме намотки, момент двигателя прикладывается к несущему валу 4, на который опирается наматываемый рулон (рисунок 7.10,б). В этом случае при измерении радиуса r_p не требуется изменения скорости двигателя и при $M = \text{const}$ задача системы управления электроприводом наматывающего устройства сводится к стабилизации скорости и момента.

Момент на валу наматывающего устройства включает в себя следующие составляющие:

$$M = M_{\text{пол}} + M_{\text{пот}} + M_{\text{деф}} + M_{\text{дин}}, \quad (7.29)$$

где $M_{\text{пол}}$ – полезный момент, т.е. момент, необходимый для создания заданного натяжения F ; $M_{\text{пот}}$ – момент, необходимый для преодоления потерь в системе «двигатель-механизм»; $M_{\text{деф}}$ – момент, затрачиваемый на деформацию изгиба полосы при намотке рулона; $M_{\text{дин}}$ –

динамический момент, обусловленный ускорением намоточного устройства при разгоне и торможении и изменением угловой скорости рулона, связанным с изменением его радиуса.

В зависимости от условий работы соотношения между этими моментами могут быть различны. Полезный момент определяется значением усилия F и в ряде случаев значительно превышает значение момента потерь, что позволяет пренебречь влиянием последнего на работу системы. Момент $M_{\text{деф}}$ тем меньше, чем тоньше перематываемая полоса металла; практически он равен нулю для материалов, имеющих малую жесткость, например для бумаги. Динамическая составляющая момента будет рассмотрена ниже.

В процессе намотки полезный момент определяется выражением

$$M_{\text{пол}} = F \cdot r_p, \quad (7.30)$$

т.е. при постоянном усилии натяжения $F=\text{const}$ он прямо пропорционален радиусу рулона.

Полезная мощность есть

$$P_{\text{пол}} = F \cdot V, \quad (7.31)$$

и при постоянном натяжении полотна, независимо от радиуса, пропорциональна скорости полосы.

Если двигатель через редуктор вращает вал, на который наматывается рулон, то его скорость должна изменяться в соответствии с выражением

$$\omega = V \cdot i / r_p, \quad (7.32)$$

где i – передаточное число редуктора.

Отсюда видно, что при данном значении V диапазон регулирования скорости двигателя равен диапазону изменения радиуса рулона.

Различают два способа управления натяжением:

1) по регулируемому параметру, когда натяжение измеряется с помощью того или иного измерителя натяжения, выходное напряжение которого на входе замкнутой системы сравнивается с предписанным значением;

2) по косвенно определенному значению натяжения, т.е. по одной из величин или по их комбинации, меняющейся в функции F .

Системы с косвенным измерением натяжения имеют широкое распространение, хотя их недостатком является необходимость введения поправки для учета статических потерь ($M_{\text{пот}}$), а при перематке толстой полосы – и момента, необходимого для изгиба полосы при намотке и размотке ($M_{\text{деф}}$). Если последняя составляющая поддается учету, то учет потерь вследствие их неопределенности и сложности зависимости от многих факторов часто оказывается затруднительным.

При работе с большими значениями натяжений потери составляют небольшую часть общей мощности, и их изменение не влияет сколько-нибудь заметно на точность поддержания натяжения. При малых значениях натяжения роль потерь возрастает, и погрешность от их неточного учета может оказаться значительной. С этой точки зрения наиболее перспективным является использование систем с прямым измерением натяжения.

Обычно даже натянутая полоса, проходящая между валками 1 и намоточным устройством (рисунок 7.10,а), провисает под действием собственного веса. Изменение натяжения приводит к изменению положения полосы в пространстве. Это позволяет использовать в качестве датчиков натяжения устройства, измеряющие отклонения положения полосы от заданного, и преобразующие его в электрический сигнал. Другим распространенным способом измерения натяжения является такой, когда измеряется давление на подшипники со стороны валика, который огибает натянутая полоса.

Выражения (7.30) и (7.31) могут служить основанием для оценки возможностей построения системы с косвенным изменением натяжения. Если пренебречь разницей между моментом на валу двигателя и полезным моментом, считая, что влияние трех последних слагаемых в выражении (7.29) либо ничтожно мало, либо будет скомпенсировано, а также

пренебречь потерями вращения электродвигателя М1, то можно сказать, что электромагнитный момент двигателя должен изменяться по закону

$$M_{эм} = \frac{F \cdot r_p}{i}.$$

С другой стороны,

$$M_{эм} = \kappa \cdot \Phi \cdot i_a.$$

В результате сравнения этих выражений может быть сформулирован наиболее распространенный закон косвенного регулирования натяжения: при заданном постоянном натяжении F надо поддерживать постоянным якорный ток, меняя поток возбуждения двигателя пропорционально радиусу рулона.

Второй способ косвенного регулирования натяжения состоит в регулировании полезной мощности, которая должна поддерживаться постоянной при данной скорости и натяжении и изменяться при изменении M или заданного натяжения. Одним из путей реализации заданного закона является измерение и регулирование путем воздействия на напряжение преобразователя электромагнитной мощности двигателя, которая считается примерно равной полезной. В ряде случаев с точки зрения уменьшения значения габаритной мощности двигателя наматывающего устройства оказывается целесообразным применять комбинированное управление, когда при изменении радиуса рулона от минимального значения до 65-80% максимального скорость двигателя изменяется за счет воздействия на его магнитный поток при постоянном напряжении, а оставшаяся часть диапазона изменения радиуса рулона покрывается за счет изменения напряжения при постоянном магнитном потоке двигателя.

7.7 Задача поддержания натяжения в процессе разгона и торможения

В зависимости от назначения механизма и характера технологического процесса разгон и торможение могут быть или не быть рабочими режимами. Так, например, на бумагоделательной машине заправка бумаги на наматывающее устройство производится на полной рабочей скорости и задача поддержания натяжения на постоянном уровне в процессе изменения скорости в широких пределах не стоит. На других механизмах (например, на станах холодной прокатки, продольно-резательных станках для бумаги и др.) заправка полосы производится либо при неподвижном механизме, либо на низкой заправочной скорости.

В процессе разгона и торможения осуществляется перематка полосы и должно поддерживаться заданное натяжение. В этом случае при разработке системы управления натяжением необходимо знать закон изменения динамического момента. Динамический момент на валу двигателя М1 (рисунок 7.10,а) определится как

$$M_{дин} = J \cdot \frac{d\omega}{dt},$$

где J — момент инерции вращающихся частей наматывающего устройства вместе с рулоном, приведенный к двигателю; ω — угловая скорость двигателя.

Учитывая, что $V = \frac{\omega \cdot r_p}{i}$, а следовательно,

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{i}{r_p} \cdot \frac{dV}{dt} = \frac{V \cdot i}{r_p^2} \cdot \frac{dr_p}{dt},$$

можно записать

$$M_{дин} = M_{дин1} + M_{дин2}.$$

Составляющая $M_{дин1}$ обусловлена необходимостью создания ускорения dV/dt при данном радиусе рулона r_p и равна

$$M_{дин1} = \frac{J \cdot i}{r_p} \cdot \frac{dV}{dt}. \quad (7.33)$$

Входящее сюда значение J зависит от r_p .

Составляющая $M_{дин2}$, обязанная своим существованием изменению r_p , есть

$$M_{дин2} = -\frac{J \cdot V \cdot i}{r_p^2} \cdot \frac{dr_p}{dt}. \quad (7.34)$$

Момент инерции рулона включает в себя неизменный момент инерции вращающихся частей механизма и двигателя J' и меняющийся с изменением радиуса рулона момент инерции наматываемого (разматываемого) рулона

$$J'' = m \cdot \rho^2 / i^2,$$

где $m = q \cdot 10^3 \cdot \pi \cdot (r_p^2 - r_{p\min}^2) \cdot B$ - выраженная в килограммах масса материала в рулоне с удельной плотностью q [т/м³] при текущем радиусе r_p , радиусе вала, на который наматывается материал, $r_{p\min}$ и ширине материала B ; квадрат радиуса инерции рулона равен $\rho^2 = (r_p^2 + r_{p\min}^2) / 2$. Тогда

$$J = J' + J'' = \frac{q \cdot 10^3 \cdot \pi \cdot B}{2 \cdot i} \cdot r_p^2 + J_0, \quad (7.35)$$

где $J_0 = J' - \frac{q \cdot 10^3 \cdot \pi \cdot B \cdot r_{p\min}^2}{2 \cdot i^2}$, а составляющие динамического момента на основании (7.33)

и (7.34) будут определяться в соответствии с выражениями

$$\left. \begin{aligned} M_{дин1} &= \left(\frac{q \cdot 10^3 \cdot \pi \cdot B}{2 \cdot i} \cdot r_p^2 + \frac{J_0 \cdot i}{r_p} \right) \cdot \frac{dV}{dt}; \\ M_{дин2} &= -\left(\frac{q \cdot 10^3 \cdot \pi \cdot B}{2 \cdot i} \cdot r_p^2 \cdot V + \frac{J_0 \cdot V \cdot i}{r_p^2} \right) \cdot \frac{dr_p}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (7.36)$$

Связь между радиусом рулона и скоростью перемотки может быть установлена, если записать выражения для изменения объема рулона ΔQ_p за время t , в течение которого радиус рулона меняется от $r_{p\text{нач}}$ до r_p ;

$$\Delta Q_p = \pi \cdot (r_p^2 - r_{p\text{нач}}^2) \cdot B.$$

С другой стороны, эту величину можно выразить через толщину полосы δ , ее ширину

B и длину перемотанного за время t материала $l = \int_0^t V dt$:

$$\Delta Q_p = B \cdot \delta \int_0^t V dt.$$

Из этих двух выражений текущее значение радиуса рулона определится как

$$r_p = \sqrt{r_{p\text{нач}}^2 + \frac{\delta}{\pi} \int_0^t V dt}, \quad (7.37)$$

а его производная

$$\frac{dr_p}{dt} = \frac{\delta \cdot V}{2 \cdot \pi \cdot r_p}.$$

После подстановки этого выражения в выражение для $M_{\text{дин2}}$ получится

$$M_{\text{дин2}} = -\left(\frac{q \cdot 10^3 \cdot \pi \cdot B}{2 \cdot i} \cdot r_p + \frac{J_0 \cdot i}{r_p^2}\right) \cdot \frac{\delta}{2 \cdot \pi} \cdot V^2. \quad (7.38)$$

При размотке, когда знак dr_p/dt будет отрицательным, знак поменяется на обратный.

Выражения (7.35) — (7.38) позволяют при известных $r_{p \text{ нач}}$, δ , J_0 , q , B и заданном характере изменения скорости во времени рассчитать зависимости изменения радиуса рулона, момента инерции и динамических моментов от времени.

7.8 Автоматическая система управления электроприводом с регулированием мощности

Как следует из (7.31), постоянной скорости движения полосы V и постоянному натяжению соответствует постоянство мощности, расходуемой на создание натяжения. Поддержание постоянства полезной мощности натяжения затруднительно, и в большинстве случаев системы строятся как системы с измерением и поддержанием постоянства электромагнитной мощности двигателя, представляющей собой произведение ЭДС двигателя на ток якоря и отличающейся от полезной мощности на сумму мощности потерь в механизме наматывающего устройства, мощности потерь на вращение двигателя и мощности, затрачиваемой на деформацию полосы при изгибе.

Одна из схем, построенных по принципу измерения электромагнитной мощности, приведена на рисунке 7.11. Двигатель намоточного устройства (М) питается от преобразователя Пр, за счет изменения напряжения которого регулируется скорость двигателя как при разгоне и торможении, так и в процессе изменения радиуса рулона. Поток двигателя, создаваемый обмоткой возбуждения $L(M)$, остается постоянным. Электромагнитная мощность измеряется с помощью измерительного генератора (ИГ), ток возбуждения которого (а при линейной характеристике намагничивания ИГ – и поток возбуждения) пропорционален току якоря двигателя, так как его обмотка возбуждения $L(ИГ)$ включена на шунт Ш в якорной цепи. Тогда ЭДС измерительного генератора есть

$$e_{ИГ} = k_{ИГ} \cdot \omega \cdot \Phi_{ИГ} = \frac{k \cdot e_{ИГ}}{k \cdot \Phi} e_{\delta} \cdot \kappa_1 \cdot i_y,$$

где κ_1 — коэффициент пропорциональности между потоком возбуждения $ИГ$ и током якоря двигателя.

Напряжение ИГ сравнивается с предписанным значением, которое задается задатчиком натяжения ЗНт. Поскольку мощность должна быть пропорциональна скорости V согласно (7.31), то ведущее напряжение $U_{\text{вед}}$ меняется пропорционально этой скорости (часто в качестве $U_{\text{вед}}$ используется напряжение тахогенератора на валу двигателя М2 последней клетки или секции на рисунке 7.10,а). При данном $U_{\text{вед}}$ перемещение движка ЗНт приводит к изменению натяжения. В процессе намотки рулона радиус его увеличивается, что при неизменной скорости приводит к увеличению натяжения и росту якорного тока, ЭДС с измерительного генератора стремится возрасти, а замкнутая система регулирования с точностью по статической ошибке поддерживает ее постоянство, обеспечивая тем самым и постоянство электромагнитной мощности.

В схеме предусмотрены узлы ограничения скорости двигателя при его работе вхолостую, компенсации потерь и компенсации динамического тока в переходных режимах. Первый, работающий в режиме отсечки, представляет собой узел сравнения $U_{\text{вед}}$ с частью

напряжения преобразователя $U_{отс}$, снимаемой с резистора R_1 процессе перемотки $U_{вед} > U_{отс}$ и диод V закрыт. На холостом ходу ток якоря мал и система регулирования, стремясь поддержать постоянство мощности, увеличивает скорость двигателя за счет увеличения напряжения преобразователя. Когда напряжение $U_{отс}$ станет больше $U_{вед}$, на вход регулятора (Р) поступит отрицательный сигнал, ограничивающий рост напряжения.

Учет потерь представляет собой достаточно сложную задачу, так как потери не зависят однозначно от скорости двигателя, а определяются всем комплексом факторов, действующих в процессе перемотки и носящих часто случайный характер. Однако в ряде случаев удастся выделить постоянную составляющую потерь и составляющую, приблизительно пропорциональную скорости наматывающего устройства. Для примерной компенсации потерь в цепи возбуждения L (ИГ) действуют постоянное напряжение U_0 и часть напряжения преобразователя с делителя R_5 , приблизительно пропорциональная скорости двигателя M . Оба этих напряжения действуют встречно падению напряжения на шунте. В результате ЭДС ИГ уменьшается и замкнутая система, поддерживая ее в соответствии с $U_{вед}$, увеличивает электромагнитную мощность приблизительно на мощность потерь.

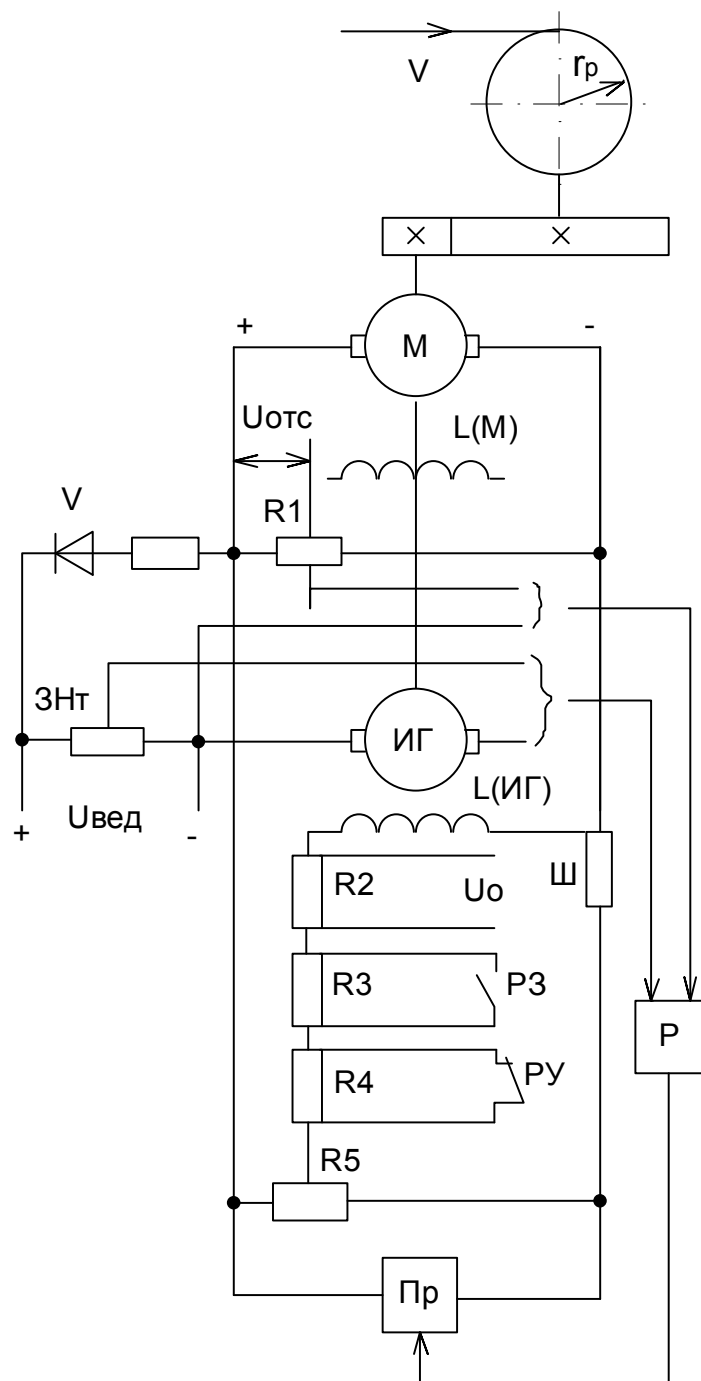


Рисунок 7.11 – Схема измерения электромагнитной мощности

Режимы ускорения и замедления контролируются включающимися на это время реле соответственно РУ и РЗ. При разгоне в процессе намотки, когда электромагнитную мощность надо увеличить, в цепь L(ИГ) вводится сопротивление R4, а при замедлении, когда ее надо уменьшить, — исключается R3.

Недостатком системы с поддержанием на постоянном уровне электромагнитной мощности является низкая точность измерения мощности. Одной из причин этого является непостоянство потока возбуждения двигателя, который фактически зависит от реакции якоря. Кроме того, зависимость потока возбуждения ИГ от якорного тока может считаться линейной только приблизительно.

7.9 Автоматическая система управления электроприводом с регулированием мощности

В соответствии со сформулированным в пункте 7.6 принципом косвенного поддержания натяжения на постоянном уровне, когда поток двигателя должен меняться пропорционально r_p , а ток при $F = \text{const}$ сохраняется постоянным, большинство систем регулирования натяжения строится из двух взаимосвязанных систем: системы стабилизации тока якоря двигателя наматывающего устройства с воздействием на напряжение главного преобразователя и системы регулирования ЭДС двигателя с воздействием на поток возбуждения. Поскольку $\omega = i \cdot V / r_p$, а $e_\delta = k \cdot \omega \cdot \Phi$, то при $e_\delta = i \cdot k \cdot \omega \cdot \Phi \cdot \frac{V}{r_p} = k_2 \cdot V$

поток изменяется пропорционально радиусу рулона

$$\Phi = \Phi_{\text{макс}} \cdot \frac{r_p}{r_{p\text{макс}}}, \quad (7.39)$$

где $r_{p\text{макс}}$ — максимальный радиус рулона, а $\Phi_{\text{макс}}$ — соответствующий поток.

Схема электропривода наматывающего устройства с косвенным поддержанием натяжения на постоянном уровне и коррекцией его по сигналу датчика натяжения приведена на рисунке 7.12. Система управления током якоря включает в себя контур регулирования тока с датчиком ДТ и регулятором РТ и подчиненный контур регулирования напряжения с датчиком ДН и регулятором РН, выходное напряжение которого воздействует на вход системы управления реверсивного тиристорного преобразователя (ТП1). Предписанное значение тока якоря формируется в виде задающего напряжения на выходе пропорционального усилителя и состоит из четырех слагаемых: основного задающего сигнала, пропорционального заданному натяжению и снимаемого с датчика натяжения (ЗНт); сигнала компенсации динамической составляющей тока u_k ; сигнала компенсации потерь и сигнала коррекции по натяжению с выхода регулятора натяжения (РНт).

При компенсации потерь приближенно предполагается, что их значение зависит от скорости рулона и эта зависимость моделируется функциональным преобразователем (ФП1).

Система регулирования ЭДС построена принципиально так же, как соответствующий контур в системе двухзонного регулирования, с той лишь разницей, что внутренний контур за счет включения функционального преобразователя ФП2, который моделирует характеристику намагничивания двигателя, представляет собой контур регулирования потока с регулятором РПт, а не контур регулирования тока возбуждения. Благодаря этому сигнал на выходе регулятора ЭДС (РЭ), являющийся предписанным значением регулируемой величины для внутреннего контура, в процессе перемотки пропорционален потоку возбуждения, а, следовательно, и радиусу рулона, и может служить мерой радиуса. Регулятор ЭДС включает в себя суммирующий усилитель У2, на входе которого сигнал датчика ЭДС сравнивается с задающим напряжением, пропорциональным скорости перемотки, и аналоговый или цифровой интегратор И. В результате РЭ имеет характеристики интегрирующего регулятора, что, с одной стороны, необходимо для обеспечения стандартной или близкой к ней настройки контура ЭДС, а с другой — важно для того, чтобы регулятор «запоминал» радиус рулона.

задания радиуса рулона $u_{з,р}$. Перед началом перемотки контакты ЗР размыкаются, и это напряжение на выходе интегратора сохраняется, пока на входе РЭ сигнал равен нулю.

Поток возбуждения, соответствующий текущему значению радиуса рулона, нужно сохранить и при обрыве полосы. Обычно обрыв фиксируется специальным датчиком, воздействующим на реле, которое своим контактом (на рисунке 7.11 не показан) шунтирует У2, благодаря чему напряжение на входе интегратора становится равным нулю, а на его выходе фиксируется напряжение, соответствующее значению радиуса рулона, при котором произошел обрыв. Однако даже при обеспечении фиксации требуемого значения потока, если не принять дополнительных мер, скорость наматывающего устройства будет резко возрастать. Действительно, если предположить, что напряжение, снимаемое с ЗНт, постоянно, резкое уменьшение якорного тока при обрыве полосы приведет к тому, что замкнутая система регулирования тока, стремясь восстановить заданный ток, будет увеличивать напряжение преобразователя ТП1 и это приведет к увеличению скорости двигателя. Чтобы этого не произошло, ЗНт питается от усилителя У3, характеристика которого такова, что при входном сигнале, равном нулю, его выходное напряжение равно напряжению ограничения. На входе сигнал У3 $U_3 = V$ сравнивается с сигналом обратной связи по ЭДС. В нормальном режиме намотки задающий сигнал примерно равен сигналу обратной связи, напряжение на выходе У3 равно напряжению ограничения и постоянно. При обрыве, когда ЭДС начинает возрастать, сигнал обратной связи оказывается больше U_3 , усилитель У3 выходит из ограничения и система переходит в режим поддержания постоянства ЭДС за счет воздействия на напряжение преобразователя. Поскольку поток двигателя при этом соответствует значению радиуса рулона, при котором произошел обрыв, система поддерживает скорость двигателя, примерно соответствующую данным значениям скорости V и радиуса r_p .

Назначением сигнала u_k является задание динамической составляющей тока, за счет которой создается динамический момент $M_{дин} = M_{дин1} + M_{дин2}$ составляющие которого определяются формулами (7.36) и (7.38). Если толщина перематываемой полосы мала, то радиус рулона меняется медленно и скорость изменения радиуса dr_p/dt мала. Тогда составляющей $M_{дин2}$ пренебрегают, полагая, что $M_{дин} = M_{дин1}$. С учетом того, что система регулирования ЭДС меняет поток пропорционально радиусу, можно определить закон, по которому должен меняться динамический ток при разгоне и торможении:

$$i_{ядин} = \frac{M_{дин1}}{k \cdot \Phi} = \frac{M_{дин1}}{r_p} \cdot \frac{r_{pmax}}{k \cdot \Phi_{max}}$$

или, с учетом первого из выражений (7.36),

$$i_{ядин} = \left(\frac{q \cdot 10^3 \cdot \pi \cdot B}{2 \cdot i} \cdot r_p^2 + \frac{J_0 \cdot i}{r_p} \right) \cdot \frac{dV}{dt} \cdot \frac{r_{pmax}}{k \cdot \Phi_{max}} \quad (7.40)$$

Если У1 представляет собой усилитель с передаточным коэффициентом, равным единице, одинаковым по всем входам, и коэффициент передачи PT по обоим каналам тоже одинаков, то компенсирующее напряжение должно быть

$$u_k = k_{\partial m} \cdot i_{\partial ин} \quad (7.41)$$

Из (7.40) видно, что это напряжение связано функциональной зависимостью с радиусом рулона r_p и прямо пропорционально ускорению при установившейся скорости $u_k=0$.

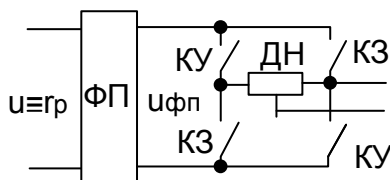


Рисунок 7.13– Функциональная схема устройства, формирующего напряжение u_k

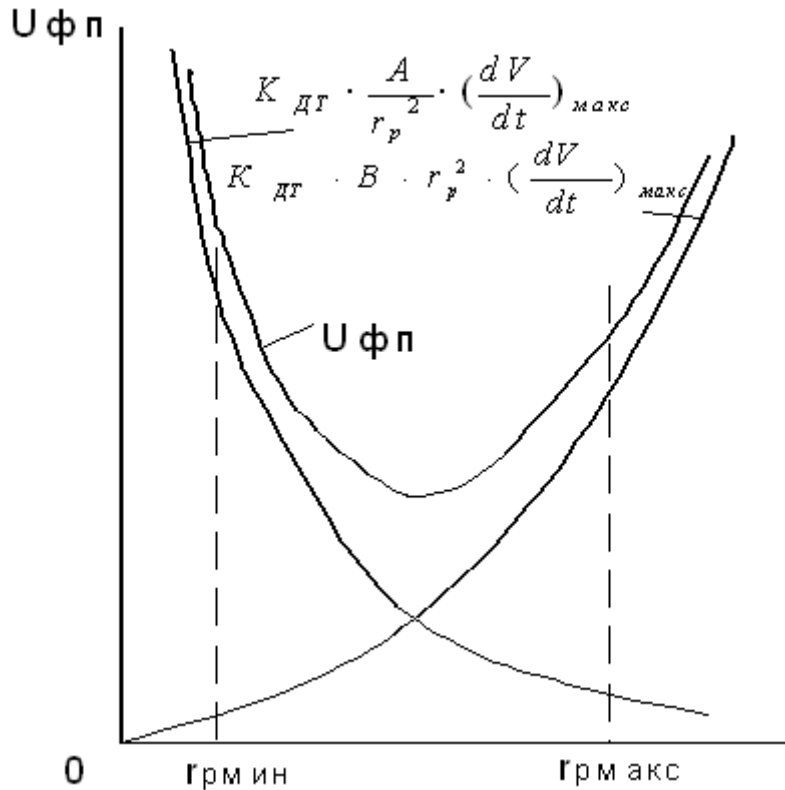


Рисунок 7.14 – Зависимость $u_{ФП}=f(r_p)$ при $dV/dt=const$

Функциональная схема устройства, формирующего напряжение u_k , показана на рисунке 7.13. Напряжение на входе функционального преобразователя (ФП) пропорционально радиусу рулона. С помощью ФП в соответствии с (7.40) и (7.41) формируется напряжение $u_{ФП}$ равное u_k при $(dV/dt)_{макс}$. Реальное значение ускорения задается установкой делителя напряжения (ДН). Компенсирующее напряжение имеет разный знак при ускорении и замедлении, что обеспечивается включением контактов КУ или КЗ соответственно. В установившемся режиме все контакты разомкнуты. В качестве напряжения, пропорционального радиусу рулона, может быть использовано напряжение на выходе регулятора ЭДС, если подчиненным контуром является контур потока (рисунок 7.12). В ряде схем оно получается как результат деления напряжения датчика скорости (тахогенератора) на двигателе наматывающего устройства

$$u_{dc} = k_{dc} \cdot \omega_1 = k_{dc} \cdot \frac{V}{r_p}$$

на напряжение тахогенератора на двигателе М2 клетки или секции (рисунок 7.13)

$$u_{дек} = k_3 \cdot V,$$

где k_3 – коэффициент пропорциональности.

Характер зависимости $u_{ФП}$ от радиуса рулона при $dV/dt = const$ показан на рисунке 7.14. При разных соотношениях $r_{макс}$ и $r_{мин}$ она может быть аппроксимирована более или менее сложной кривой.

В схемах, где не предъявляется высоких требований к поддержанию постоянства натяжения, применяются более простые способы компенсации динамического тока, когда на время разгона и торможения уставки тока меняются на постоянную величину (рисунок 7.11).

Описанная система косвенного регулирования (рисунок 7.12) дополнена внешним контуром прямого регулирования натяжения с датчиком ДНт и регулятором РНт. В силу того, что в контур регулирования натяжения входит упругое полотно, обычно этот контур

имеет не слишком высокое быстродействие. Однако его применение позволяет уменьшить влияние возмущений, обусловленных потерями вращения и составляющей динамического момента $M_{дин2}$. На входе РНт сравниваются уставка натяжения с ЗНт и сигнал датчика натяжения ДНт. Если заданная уставка якорного тока обеспечивает заданное натяжение, то напряжение на выходе РНт равно нулю. Если установившееся значение натяжения не соответствует заданному, уставка тока корректируется выходным напряжением регулятора натяжения.

7.10 Система двухзонного управления электроприводом наматывающего устройства

Как следует из выражения (7.39), регулирование скорости двигателя наматывающего устройства в процессе изменения радиуса рулона за счет потока возбуждения требует, чтобы двигатель был рассчитан на предел изменения потока

$$\frac{\Phi_{\max}}{\Phi_{\min}} = \frac{r_{\max}}{r_{\min}}.$$

Режим работы наматывающего устройства обычно является циклическим и включает в себя заправку полосы, разгон двигателя до рабочей скорости, работу на рабочей скорости, торможение и паузу. При достаточно большой толщине перематываемого материала время намотки готового рулона составляет несколько минут. В этих условиях выбор установленной мощности двигателя должен осуществляться по среднеквадратичному значению тока.

В ряде случаев можно использовать двигатель меньшего габарита, если применить комбинированное (двухзонное) управление, при котором ток якоря и ЭДС двигателя поддерживаются постоянными при изменении радиуса от r_{\min} до некоторого граничного значения r_{p0} . При $r_{p0} \leq r_p \leq r_{\max}$ поддерживается постоянство электромагнитной мощности двигателя при постоянном значении потока.

В первой зоне регулирования, при $r_p \leq r_{p0}$, система комбинированного управления (рисунок 7.15,а) работает так же, как на рисунке 7.12. Поскольку напряжение на выходе РЭ пропорционально радиусу рулона, выходное напряжение функционального преобразователя ФПЗ, включенного на выход регулятора ЭДС, оказывается зависящим от r_p . При $r_p \leq r_{p0}$ это напряжение неизменно. Умножение на $u_{ФПЗ} = \text{const}$ напряжений U_3 и $u_{дт}$ множительными устройствами МУ1 и МУ2 не вызывает изменений в работе системы: ток якоря и ЭДС в установившемся режиме перемотки остаются неизменными и поток меняется пропорционально радиусу рулона.

Когда радиус рулона, а следовательно, и u_{p0} достигнут граничных значений и будут далее увеличиваться, коэффициент передачи функционального преобразователя ФПЗ, равный до сих пор единице, станет равным нулю, а напряжение на его выходе будет далее оставаться постоянным и соответствующим номинальному значению потока возбуждения. В то же время напряжение на выходе ФПЗ, бывшее до сих пор постоянным и равным $U_{ФПЗ\max}$, начнет уменьшаться, благодаря чему образуется замкнутый контур регулирования напряжения регулятора ЭДС, включающий в себя РЭ, ФПЗ и МУ1. Задача этого контура состоит в том, чтобы и при $r_p > r_{p0}$ напряжение на выходе РЭ, которое перестало быть эталонным для контура потока, менялось пропорционально радиусу рулона. Это обеспечивается выбором требуемой функциональной зависимости, которая моделируется ФПЗ. В контуре поддерживается примерное равенство

$$u_{d3} \approx u_{му1}.$$

Во второй зоне, когда поток возбуждения постоянен и равен номинальному значению Φ_n , эти напряжения равны $u_{\partial\partial} = k_{\partial\partial} \cdot e_{\partial} = k_{\partial\partial} \cdot k \cdot \Phi_n \cdot \omega = k_{\partial\partial} \cdot k \cdot \Phi_n \cdot V / r_p$, а $u_{\text{му}1} = k_{\text{му}1} \cdot U_{\text{з}} \cdot u_{\text{фн}3} = k_{\text{му}1} \cdot k_4 \cdot V \cdot u_{\text{фн}3}$, откуда

$$u_{\text{фн}3} = \frac{k_{\partial\partial} \cdot k \cdot \Phi_n}{k_{\text{му}1} \cdot k_4} \cdot \frac{1}{r_p} = U_{\text{фн}3.\text{макс}} \cdot \frac{r_{p0}}{r_p},$$

где $U_{\text{фн}3.\text{макс}} = k_{\partial\partial} \cdot k \cdot \Phi_n / (k_{\text{му}1} \cdot k_4 \cdot r_{p0})$.

Вид этой зависимости, а также линейной характеристики $u_{\text{р}3}=f(r_p)$ и построенной на их основании требуемой характеристики ФПЗ показан на рисунке 7.15,б.

Переход от режима поддержания постоянства тока к режиму поддержания постоянства мощности осуществляется за счет того, что во второй зоне по мере увеличения радиуса рулона напряжение на выходе МУ2, равное

$$u_{\text{му}2} = k_{\text{му}2} \cdot u_{\text{ом}} \cdot u_{\text{фн}3} = k_{\text{му}2} \cdot k_{\text{ом}} \cdot u_{\text{фн}3} \cdot r_{p0} \cdot \frac{i_{\text{я}}}{r_p},$$

стремится уменьшиться, а замкнутая система регулирования тока поддерживает его, воздействуя на ТП1, т. е. увеличивая напряжение на якоре двигателя.

Если передаточные коэффициенты по входам РТ одинаковы, то напряжение на выходе МУ2 и напряжение задания натяжения (рисунок 7.15,а) равны друг другу:

$$u_{\text{му}2} \approx U_{\text{знт}},$$

т.е. поддерживается постоянство отношения $i_{\text{н}}/r_p$.

При $\Phi=\text{const}$ электромагнитная мощность есть

$$P_{\text{эм}} = i_{\text{я}} \cdot e_{\partial} = i_{\text{я}} \cdot k \cdot \Phi_n \cdot \omega = i_{\text{я}} \cdot k \cdot \Phi_n \cdot \frac{V}{r_p}.$$

Таким образом, при постоянной скорости перемотки V поддерживаемое постоянным напряжение $u_{\text{му}2}$ оказывается во второй зоне регулирования пропорциональным электромагнитной мощности двигателя.

В установившемся режиме перемотки, при $u_{\text{му}1} > u_{\text{д}3}$ напряжение на выходе ФП4 равно нулю. При обрыве полотна, когда ЭДС двигателя возрастает, напряжение на входе ФП4 меняет знак, а на вход РТ поступает сигнал, ограничивающий скорость двигателя.

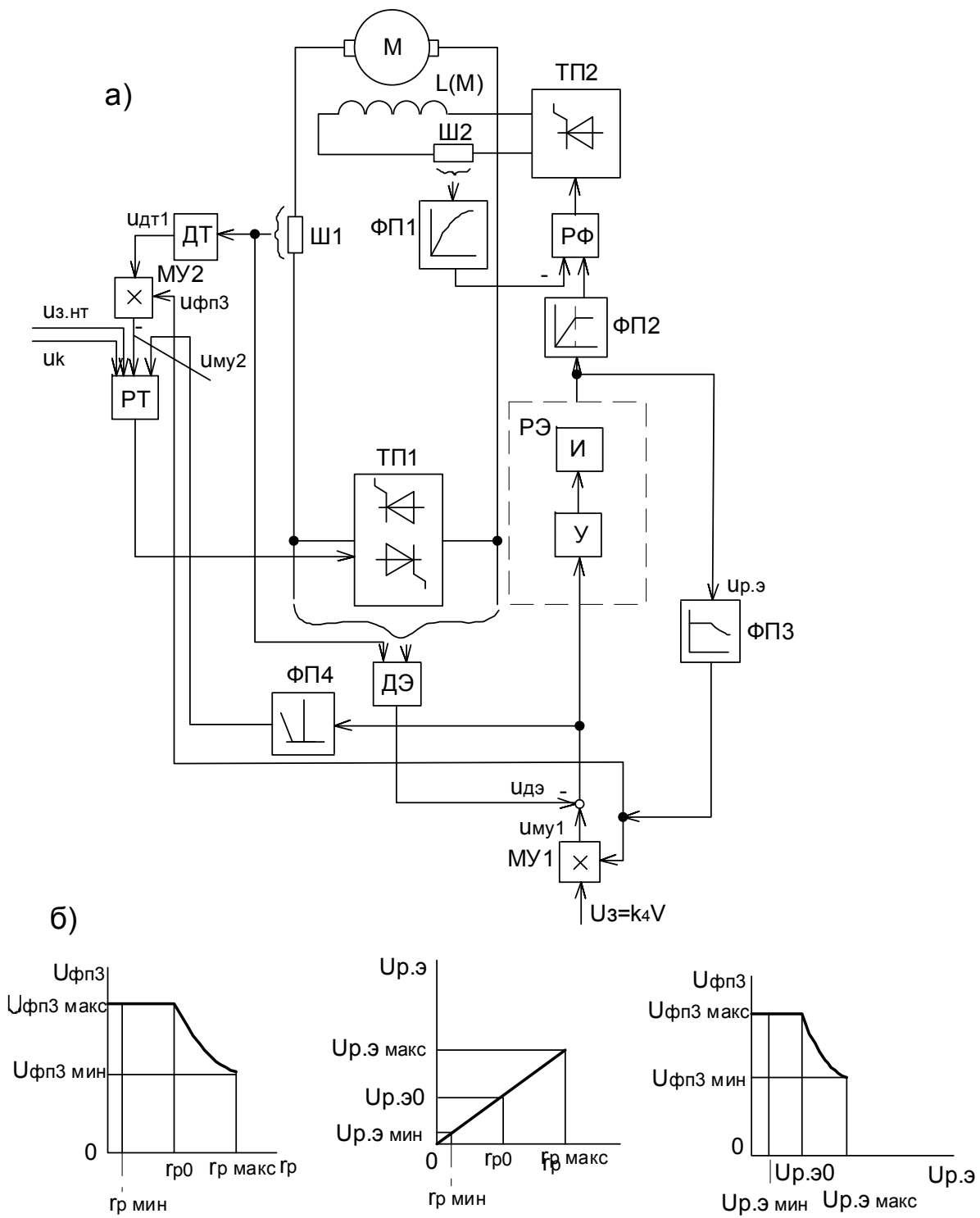


Рисунок 7.15 – Система комбинированного управления

Глава 8 Основные положения по организации адаптивных систем управления электроприводом

Необходимость в адаптивных системах управления возникает в связи с значительным усложнением решаемых задач управления.

Неадаптивные методы управления, как правило, предусматривают наличие достаточного объема априорных сведений о внутренних и внешних условиях работы объекта еще на предварительной стадии разработки системы. Отсюда видно, что создание адаптивных систем управления осуществляется а принципиально иных условиях, т.е. адаптивные методы должны способствовать достижению высокого качества управления при отсутствии достаточной полноты априорной информации о характеристиках управляемого процесса или в условиях неопределенности.

8.1 Классификация адаптивных систем

Поскольку адаптивные системы широко используют рабочую информацию для анализа динамического состояния системы управления и организации контролируемых изменений свойств, параметров, управляющих воздействий и структуры системы управления, то в зависимости от способов реализации таких контролируемых изменений в процессе нормальной эксплуатации системы можно провести следующую классификацию адаптивных систем: самонастраивающиеся системы, системы с адаптацией в особых фазовых состояниях и обучающиеся системы.



Рисунок 8.1 - Классификация адаптивных систем

Самонастраивающиеся системы (СНС) характеризуются наличием специальных контуров самонастройки, с помощью которых оцениваются динамические и статические свойства системы и формируются такие контролируемые воздействия, что система самопроизвольно приближается к определенному эталону, часто задаваемому математически в виде критерия качества функционирования. В процессе работы системы значение функционала качества изменяется и задача контура самонастройки сводится к обеспечению

экстремального (минимального или максимального) значения критерия. Нахождение и поддержание экстремального значения критерия качества управление может производиться или с помощью пробных отклонений системы, или путем аналитического определения условий экстремума. В зависимости от указанных способов нахождения экстремума самонастраивающиеся системы подразделяют на поисковые и беспойсковые.

Системы с адаптацией в особых фазовых состояниях используют особые режимы или свойства нелинейных систем, например режимы автоколебаний, скользящие режимы для организации контролируемых изменений динамических свойств системы управления. Специально организованные особые режимы в таких системах либо служат дополнительным источником рабочей информации об изменяющихся условиях функционирования системы, либо наделяют систему управления новыми свойствами, за счет которых динамические характеристики управляемого процесса поддерживаются в желаемых пределах, независимо от характера возникающих при функционировании изменений. Эти системы можно подразделить на релейные автоколебательные системы и адаптивные системы с переменной структурой.

Обучающиеся системы управления характеризуются наличием специальных процессов обучения, которые заключаются в постепенном закаливании, запоминании и анализе информации о поведении системы и изменении законов функционирования в зависимости от приобретаемого опыта. К процессу обучения приходится прибегать тогда, когда не только мал объем априорных сведений об объекте, но и отсутствует возможность установления детальных причинно-следственных связей в структуре самой системы из-за ее сложности. Накопление и обобщение информации в процессе обучения можно осуществлять за счет внесения "эталонного опыта" в систему извне, либо путем формирования такого опыта внутри системы. Например, в первом случае обучаемой системе предъявляют последовательность ситуаций, образов или режимов, которые имеют заранее известные характеристики и различаются по принадлежности определенным классам. Поведение системы в ответ на такую обучающую последовательность ситуаций формируют на основе принципа "поощрение - наказание", т.е. правильная реакция системы на предъявленную ситуацию запоминается и используется для организации контролируемых изменений динамических свойств системы управления. В зависимости от способов накопления опыта указанные системы разделяют на обучающиеся с поощрением и обучающиеся без поощрения (самообучающиеся) системы.

8.2 Самонастраивающиеся системы

В зависимости от способа достижения цели управления СНС подразделяются на два больших класса: беспойсковые (аналитические) и поисковые СНС. Как поисковые, так и аналитические (беспойсковые) СНС, являясь многоконтурными системами автоматического управления, имеют помимо основного замкнутого контура еще и замкнутый или разомкнутый контур самонастройки. Аналитическими СНС называют системы, в которых целенаправленные изменения свойств регулятора осуществляются в результате аналитического определения условий экстремума величины, характеризующей критерий качества (оптимальности) управления. Аналитические СНС подразделяются на три вида: 1) системы, самонастраивающиеся по входным (внешним) и выходным координатам; 2) системы, самонастраивающиеся по динамическим характеристикам (частотным, временным) основного контура системы или объекта управления; 3) системы с моделью. Принцип действия аналитических СНС основан на коррекции динамических свойств системы на основе вычислений. При этом обычно статическая рабочая точка не представляет интереса. Аналитические СНС не требуют времени на поиск, однако они требуют гораздо больше

априорной (исходной) информации, чем поисковые СНС, и, как следствие, более сложны при практической реализации.

Функциональная схема аналитической СНС представлена на рисунке 8.2.

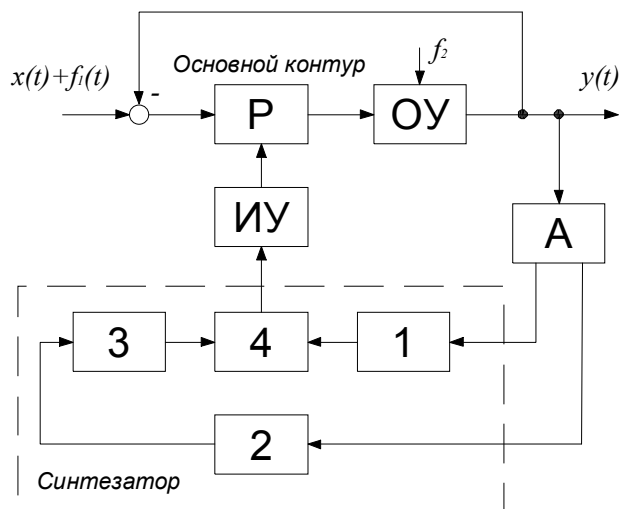


Рисунок 8.2 - Функциональная схема простейшей беспойсковой (аналитической) самонастраивающейся системы

В основе всей системы лежит исходная система, состоящая из регулятора P , объекта управления $OУ$ и главной обратной связи.

Контур настройки включает анализатор A , синтезатор (блоки 1, 2, 3 и 4) и исполнительное устройство $ИУ$. Анализатор представляет собой устройство, предназначенное для определения динамических характеристик системы и, возможно, входных сигналов x, f_1, f_2 . Анализатор может использоваться для определения характеристик всей замкнутой системы или только характеристик объекта управления. Кроме того, этот блок может оценивать помехи f_1 , полезный сигнал x и возмущающие воздействия f_2 . Синтезатор – это устройство, предназначенное для определения на основе заданного критерия оптимальности требуемых настроек, параметров или структуры регулятора. В устройстве 1 определяется текущее значение критерия качества (оптимальности) φ . С помощью устройства 2 вычисляется требуемое значение критерия оптимальности $\varphi_{зад}$, а в устройстве 3 происходит измерение $\varphi_{зад}$. В случае СНС с моделью устройства 2 и 3 представляют собой модель-эталон объекта или производственного процесса. Устройство 4 измеряет рассогласование $\Delta\varphi = \varphi_{зад} - \varphi$. Исполнительное устройство $ИУ$ на основании информации о рассогласовании $\Delta\varphi$ и текущей информации, получаемой из анализатора, воздействует на изменяемую часть регулятора P путем перестройки его параметров, либо путем выработки дополнительного управляющего сигнала, либо путем изменения структуры (а может быть, одновременно и параметров) регулятора. Для возбуждения аналитических СНС в целях идентификации могут использоваться естественные управляющие или возмущающие сигналы либо, что менее желательно, специально генерируемые пробные сигналы. Поисковыми СНС называют системы, в которых контролируемые изменения свойств управляющей системы производятся в результате поиска условий экстремума. Поисковые СНС не требуют такой полноты информации, как беспойсковые СМС, в частности, они не требуют математического описания объекта, но нуждаются в затрате времени на поиск. Наиболее характерными представителями поисковых СНС служат системы экстремального регулирования (СЭР), или, как их иногда называют, системы автоматической оптимизации, целью управления которых

является статическая оптимизация, т.е. поиск экстремума функции, представляющей собой статическую характеристику объекта, с последующим сохранением режима работы объекта в окрестности экстремума. Особенностью СЭР является то, что статическая характеристика объекта имеет экстремум при некоторых заранее неизвестных значениях настройки регулятора, причем экстремальная характеристика может быть естественной (соответствовать самому объекту) или же образованной искусственно в вычислительном устройстве с использованием выходных сигналов системы. Одним из примеров объектов обладающих естественной экстремальной характеристикой, в частности, могут служить процессы сверления или бурения, при которых в данных (вообще говоря, изменяющихся) условиях наибольшей скорости сверления (или бурения) соответствует совершенно определенная оптимальная величина усилия на сверле или долоте. Рабочей информацией в СЭР являются отклонения исходной величины от экстремального значения, и, таким образом, в этом подклассе СНС нет необходимости в этапе идентификации с целью определения динамических характеристик системы. Функциональная схема СЭР представлена на рисунке 8.3.

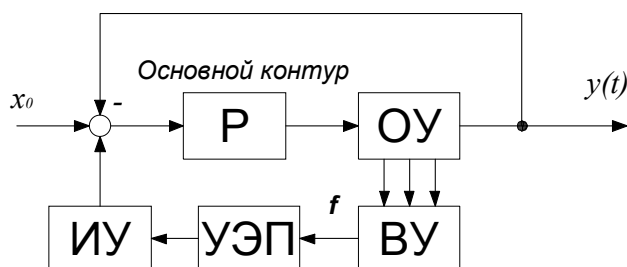


Рисунок 8.3 – Функциональная схема простейшей поисковой самонастраивающейся системы

Основу СЭР составляет исходная система, состоящая из объекта управления ОУ, регулятора Р и главной обратной связи. Контур оптимизации включает вычислительное устройство ВУ, предназначенное для определения критерия качества φ , устройство экстремального поиска УЭП и исполнительное устройство ИУ. С помощью УЭП и ИУ в систему вводятся искусственные возмущения (пробные сигналы) и определяется реакция системы на эти возмущения путем контроля происходящих при этом изменений показателя оптимальности φ . В соответствии со знаком изменения показателя оптимальности определяется дальнейший характер движения системы в направлении к экстремуму показателя φ . Найденное значение регулируемой величины, соответствующее экстремуму функции $\varphi(x)$, поддерживается регулятором Р. Экстремальная функция качества $\varphi(x)$ по различным причинам может деформироваться и дрейфовать. В простейшем случае одномерной функции качества $\varphi(x)$ возможны два случая — экстремум дрейфует только по вертикали, и экстремум смещается как по вертикали, так и по горизонтали (рисунок 8.4). В первом случае для обеспечения оптимальных условий работы объекта достаточно любым способом один раз определить наличие экстремума и затем использовать систему стабилизации величины x_{opt} . Во втором случае необходимо следить за экстремумом. Если закон дрейфа $\varphi(x)$ известен, то может быть использована либо следящая система, либо система программного управления. При неизвестном законе дрейфа характеристики $\varphi(x)$ экстремальный регулятор должен осуществлять поиск экстремума функции $\varphi(x)$, организацию движения координат системы в направлении экстремума и удержание их в окрестности экстремума. В СЭР используются различные способы поиска экстремума. По степени организации различают слепой и упорядоченный поиск. Слепой поиск может быть

чисто случайным и сканирующим. При чисто случайном поиске область параметров $x_1, x_2 \dots x_n$ обследуется посредством множества совокупностей случайных значений этих параметров и последующего выбора из всего множества значений функций $\varphi(x_1, x_2 \dots x_n)$ значения, отвечающего экстремуму. При сканировании рассматривают все точки обследуемой области одну за другой, строчка за строчкой. При упорядоченном поиске экстремума многомерных систем используются методы Гаусса-Зейделя градиента и наискорейшего спуска (для объектов с одним регулируемым показателем эти методы совпадают).

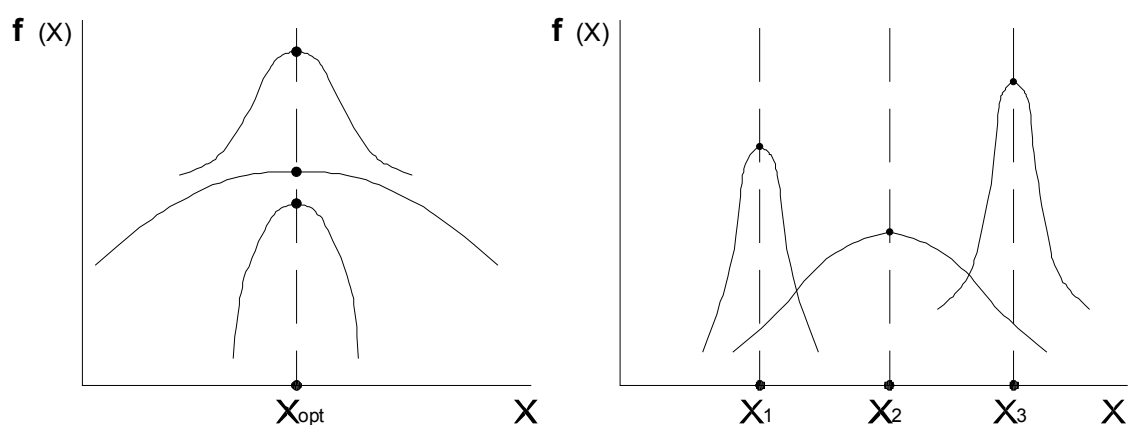


Рисунок 8.4 - Статические экстремальные характеристики объекта управления

Поиск экстремума можно проводить, проверяя каждую точку характеристики $\varphi(x)$ по приращениям $\Delta\varphi$ или по поведению производной $\frac{d\varphi}{dx}$. Исходя из этого разработаны два основных способа поиска экстремума: поиск по приращению и поиск по чувствительности. Суть метода поиска экстремума по приращению состоит в том, что при перемещении рабочей точки по характеристике объекта определяется приращение $\Delta\varphi$ функции качества $\varphi(x)$, соответствующее определенному приращению входного сигнала Δx . Если $\varphi(x)$ достигает экстремума, то при дальнейшем изменении x приращение $\Delta\varphi$ изменит знак. Существует несколько методов определения приращений $\Delta\varphi$. Наибольшее распространение получили метод последовательных шагов (шаговые СЭР) и метод запоминания экстремума. При методе последовательных шагов измеряют приращение $\Delta\varphi$ функции качества $\varphi(x)$, соответствующее изменению входа на величину шага Δx (рисунок 8.5, а). Для автоматизации поиска экстремума необходимо изменять (реверсировать) направление движения в соответствии с изменением знака приращения $\Delta\varphi$. Метод запоминания экстремума заключается в использовании разности между текущим и экстремальными значениями функции $\varphi(x)$ для определения момента реверса системы. При поиске экстремума методами последовательных шагов и запоминания экстремума система не устанавливается в точке экстремума, а совершает колебания в ее окрестности.

Метод поиска экстремума по чувствительности имеет две модификации – измерение производных по времени и с периодическим поисковым сигналом (с модуляцией наложением вынужденных колебаний). В основе первой модификации лежит соотношение $\frac{d\varphi}{dx} = \frac{d\varphi/dt}{dx/dt}$.

При поиске с периодическим (синусоидальным, прямоугольным, трапециидальным, треугольным и т.д.) поисковым сигналом (рисунок 8.5,б) наличие колебаний на входе системы $x(t)$ приводит к появлению колебаний такой же частоты на выходе $\varphi(t)$.

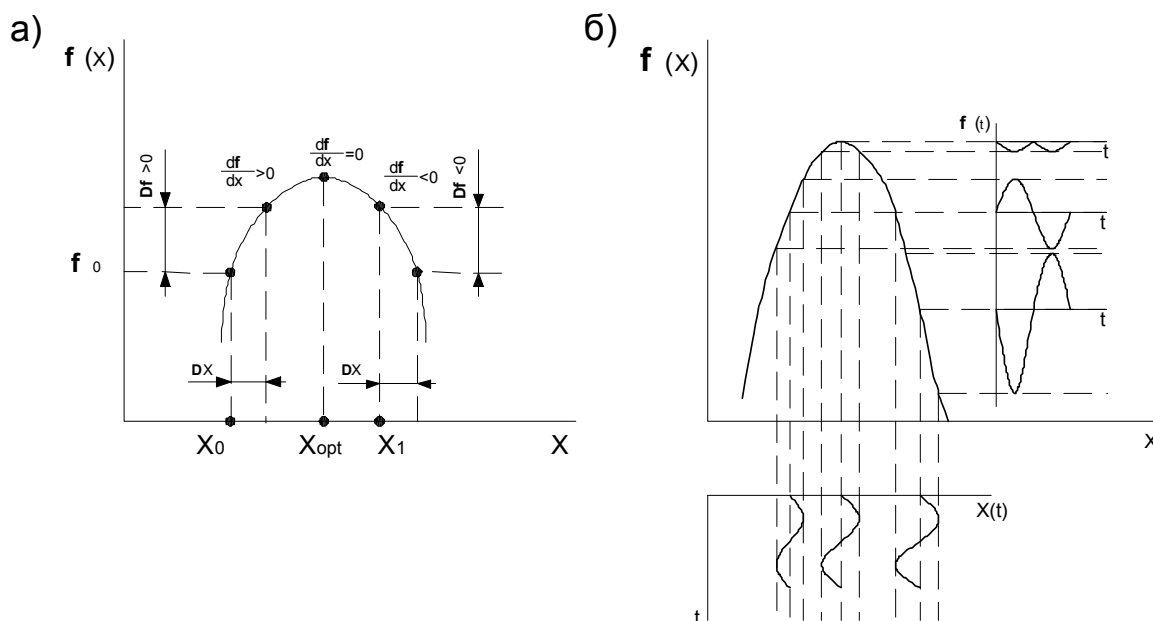


Рисунок 8.5 - Поиск экстремума способом последовательных шагов (а) и наложением вынужденных колебаний (б)

Причем их амплитуда пропорциональна производной $\frac{d\varphi}{dt}$. В зависимости от положения рабочей точки относительно экстремума будет определенное значение фазы $\varphi(t)$ относительно фазы входного сигнала $x(t)$. В точке экстремума в колебаниях $\varphi(t)$ будет присутствовать только вторая гармоника. При переходе через экстремум фаза основной гармоники изменяется на 180° и ее амплитуда увеличивается, что свидетельствует об удалении от точки экстремума, поэтому для приближения к экстремуму необходимо изменить (реверсировать) x в обратном направлении.

Как и в обычных системах автоматического регулирования, в СЭР возможно построение релейных и линейных систем. В релейных СЭР для управления используется лишь знак $\Delta\varphi$. Величина сигнала, поступающего на исполнительный механизм в этом случае не зависит от расстояния до точки экстремума. Такие СЭР называют системами с независимым поиском. Если же скорость движения системы зависит от расстояния до экстремума, то такие СЭР называются системами с зависимым поиском или пропорциональными. При шаговом поиске и поиске по чувствительности возможно использование как СЭР с независимым поиском, так и пропорциональных. СЭР с запоминанием экстремума могут быть только релейными. Основными требованиями, предъявляемыми к процессу поиска экстремума, являются: устойчивость — процесс поиска с течением времени должен сходиться к некоторой окрестности экстремума; точность — изображающая точка в результате поиска должна попадать в окрестность, достаточно близкую к экстремуму; быстродействие — время от начала поиска до попадания изображающей точки в окрестность, близкую к экстремуму, должно быть по возможности малым.

Характерными элементами любой экстремальной системы является измеритель показателя экстремума (ИПЭ) и формирователь сигнала управления (ФСУ). Различают три показателя экстремума – приращение $\Delta\varphi$ критерия качества (оптимальности), скорость его изменения и амплитуду φ_{\max} поисковых колебаний на выходе объекта. При поиске экстремума методом последовательных шагов необходимо измерять приращения $\Delta\varphi$ функции за определенное время. Для этой цели используются сигнум-реле. При поиске экстремума измерением производных $\frac{d\varphi}{dt}$ и $\frac{dx}{dt}$ в качестве ИПЭ используются различного рода дифференциаторы, с помощью которых выявляются соотношения скоростей изменения φ и x и определяется направление движения системы к точке экстремума.

При поиске экстремума с периодическим поисковым сигналом (наложением вынужденных колебаний) определение направления движения системы к точке экстремума производится методом синхронного детектирования или синхронного коммутирования. Сущность синхронного детектирования заключается в перемножении периодической выходной величины $\varphi(t)$ на периодическую величину поисковых колебаний $x(t)$ и выявлении составляющей, пропорциональной амплитуде поисковых колебаний. Основным элементом подобных ИПЭ является множительное устройство, в качестве которого в простейшем случае может служить фазочувствительное устройство, на вход его подается сигнал $\varphi(t)$, а опорным напряжением служит сигнал $x(t)$. Синхронное коммутирование отличается от синхронного детектирования тем, что умножение $\varphi(t)$ производится не на $x(t)$, а на $\text{sign}(x(t))$ [знак $x(t)$]. В задачу формирователей сигналов управления (ФСУ) по аналогии с обычными системами регулирования входит определение величины и знака (или только знака для релейных СЭР) отклонения от экстремума. В отличие от обычных систем, в данном случае в ФСУ должны учитываться не только абсолютные значения отклонений Δx и $\Delta\varphi$, но и их знаки. В зависимости от типа СЭР могут использоваться пропорциональные либо релейные ФСУ, построенные на пропорциональных или релейных элементах.

8.3 Организация движений к экстремуму в поисковых адаптивных системах управления

Важным моментом в создании поисковых адаптивных систем управления является выбор алгоритма поиска экстремума унимодальной функции качества и организация достаточно быстрых движений к экстремуму при изменении условий функционирования системы. Имеется довольно большое число методов отыскания экстремума. Выбор алгоритма движения к экстремуму в поисковых системах зависит от таких факторов, как точность поиска экстремума, быстродействие, условия функционирования системы, и определяется решением конкретной задачи.

Задача поисковой настройки формулируется следующим образом. Предполагается, что имеется множество состояний системы $(X_1, X_2, \dots, X_n) = X$, которое является областью определения целевой функции или функционала качества системы:

$$J(X_1, X_2, \dots, X_n). \quad (8.1)$$

Из множества состояний X необходимо выбрать определенные состояния

$$H_j = h_j(X_1, X_2, \dots, X_n), \quad (8.2)$$

где $j=1, 2, 3, \dots, m$, при которых обеспечивается экстремальное значение функционала качества

$$J(X_1, X_2, \dots, X_n) = J_0. \quad (8.3)$$

Связь между экстремальным значением функционала качества и предпочтительными состояниями системы из множества X не задана в явном виде, и требуемый выбор обеспечивается путем последовательного приближения к решению в результате опробования различных состояний системы.

Таким образом, существенной чертой самонастраивающихся систем данного класса является наличие процесса поиска как последовательной итеративной процедуры выбора одного из множества возможных путей для достижения поставленной цели. Все методы поиска подразделяются на регулярные и случайные. В регулярных методах поиска, выбор направления поискового движения осуществляется по заранее заданному закону, а в случайных методах направление к экстремуму «нащупывается» случайным образом.

8.4 Регулярные методы поиска экстремума

Сканирование. Сканирование или полный перебор используют для определения экстремума функционала качества $J(X^*)$, где X – значение управляемого параметра в точке экстремума, в том случае, если имеется информация только о наличии свойства экстремальности у $J(x)$ и о необходимости соблюдения условия

$$J(X^*) \leq J(X), \quad (8.4)$$

где X – допустимая область изменения управляемого параметра.

Отсутствие любой другой информации о свойствах функционала $J(X)$ приводит к необходимости последовательно определять значения функционала качества внутри допустимой области изменения управляемого параметра.

Если обозначить допустимый интервал изменения параметра X через A , а заданную точность в достижении экстремума – через $\varepsilon > 0$, то в результате сканирования определяет n значений функционала качества в точках X_1, X_2, \dots, X_n

$$J_1(X_1), J_2(X_2), \dots, J_n(X_n), \quad (8.5)$$

где $n = A / \varepsilon + 1$.

После перебора всех значений $J_i(X_i)$ выбирают максимальное или минимальное значение:

$$J(X^*) = \min \{ J_i(X_i) \}, \quad i=1, 2, \dots, n. \quad (8.6)$$

Длительность процедур поиска при сканировании в основном определяется задаваемой точностью ε .

Регулярность метода сканирования определяется заранее задаваемым порядком перебора значений. Чаще всего используют два способа при обходе точек: строчная развертка (рисунок 8.6) и спиральная развертка (рисунок 8.7).

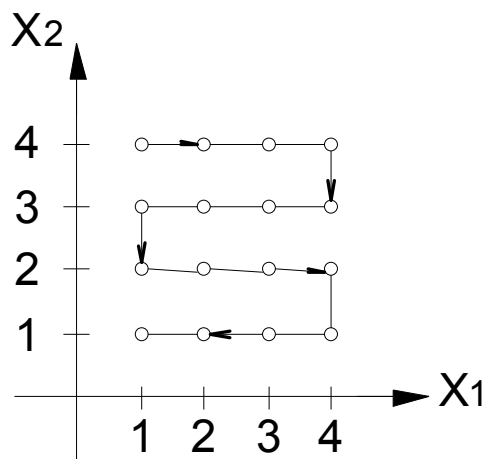


Рисунок 8.6 – Способ строчной развертки

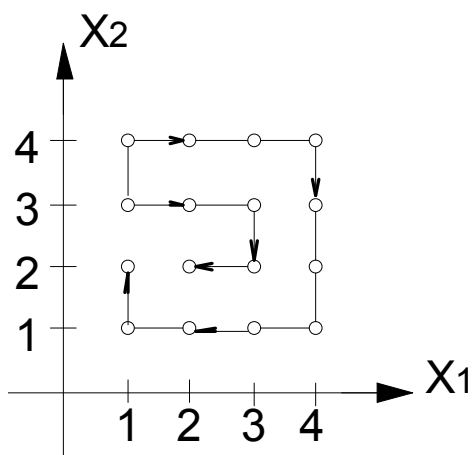


Рисунок 8.7 – Способ спиральной развертки

Метод Гаусса-Зейделя. В методе Гаусса-Зейделя используют дополнительную информацию о виде функционала качества $J(X)$, в частности, предполагают, что $J(X)$ является унимодальной функцией, т.е. функцией имеющей один экстремум. Условие унимодальности можно записать следующим образом (для поиска минимума):

$$\left. \begin{array}{l} J(X_1) < J(X_2) \quad \text{при } X_{\min} < X_1 < X_2, \\ J(X_1) > J(X_2) \quad \text{при } X_1 < X_2 < X_{\min}, \end{array} \right\} \quad (8.7)$$

где X_{\min} -положение минимума: X_1 и X_2 – произвольные положения относительно точки минимума. Условие унимодальности позволяет значительно сократить число просматриваемых точек по сравнению с полным перебором.

В основу метода поиска положено исследование полной производимой экстремизируемого функционала

$$\text{где } X_i = \sum_{l=1}^n a_{il} [\partial J(x) / \partial x(l)], \quad i = 1, 2, 3, \dots, n; \quad l = 1, 2, 3, \dots, n,$$

где a_{il} - коэффициенты характеризующие отклонение от экстремума. Отсюда:

$$dJ(X)/dt = \sum_{i=1, l=1}^n a_{il} [\partial J(X) / dX_i] [\partial J(X) / dX_l]. \quad (8.8)$$

В точке экстремума $X_i = X_{extr}$ имеем $[\partial J(X) / dX]_{extr} = 0$, поэтому во всех точках, кроме X_{extr} , функция должна удовлетворять условию монотонного приближения к экстремуму:

$$\begin{array}{l} \partial J(X) / dt > 0 \quad \text{для максимума,} \\ \partial J(X) / dt < 0 \quad \text{для минимума.} \end{array}$$

В методе Гаусса-Зейделя производится поочередное измерение координат X_1, X_2, \dots, X_n и определяют частичные экстремумы $\partial J(X) / dX_i = 0$ по каждой из координат, при этом все координаты, кроме выбранной закрепляются. Взяв координату X_1 , при постоянных или нулевых значениях остальных координат отыскивают минимум $\partial J(X) / dX_i$. После обращения в нуль $\partial J(X) / dX = 0$ найденное значение X закрепляется и изменяется координата X_2 до обращения в нуль частной производной $\partial J(X) / dX_2$. Таким образом, находят частные экстремумы по всем n – координатам. После повторного цикла (или нескольких циклов) определяется точка экстремума для всех координат.

8.5 Метод градиента

Градиентом выпуклой дифференцируемой функции $J(X_1, X_2, \dots)$ называют вектор, проекции которого на оси координат X_1, X_2, \dots соответственно равны частным производным

$$\partial J / \partial X_1, \quad \partial J / \partial X_2, \quad \dots, \quad (8.9)$$

Каждая из составляющих градиента может быть приближенно определена по двум замерам значений функции $J(X)$ в близких точках $X \pm \Delta$ т.е.

$$\text{grad} J(X) = [J(X + \Delta) - J(X - \Delta)] / 2\Delta. \quad (8.10)$$

В случае, если функция $J(X)$ зависит от нескольких переменных, т.е. $J(X_1, X_2, \dots, X_n)$ то градиент определяют по всем переменным:

$$\begin{aligned} & (1/\Delta_1)\{J[(X_1 + \Delta_1), X_2, \dots, X_n] - J[X_1, X_2, \dots, X_n]\}, \\ & (1/\Delta_2)\{J[X_2(X_2 + \Delta_2), \dots, X_n] - J[X_1, X_2, \dots, X_n]\}, \\ & \dots \dots \dots \\ & (1/\Delta_n)\{J[X_1, X_2, \dots, (X_n + \Delta_n)] - J[X_1, X_2, \dots, X_n]\}. \end{aligned} \quad (8.11)$$

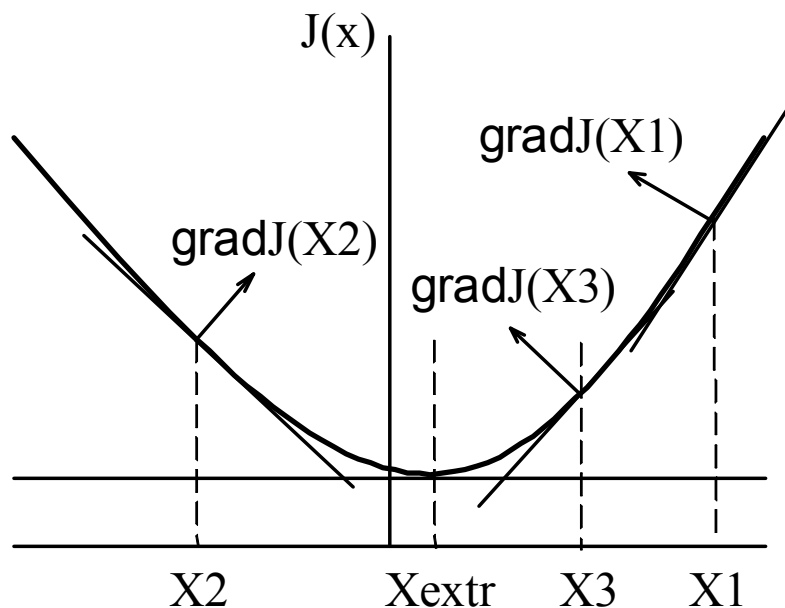


Рисунок 8.8 - Определение экстремума градиентным методом

После определения направления градиента осуществляют переход в новое положение по каждой координате в зависимости от максимальной величины и направления градиента.

В методе градиента используют свойство уменьшения величины градиента по мере приближения к экстремуму.

В методе градиента процесс поиска разделяется на два этапа. В начале делают пробный шаг для определения величины и направления градиента в соответствии с алгоритмом:

$$X_i = X_0 + g\Delta_i, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (8.12)$$

где: X_0 - координата вектора начального состояния;

X_i - координата вектора пробного состояния;

g - величина шага;

Δ_i - единичный вектор отклонения по заданной координате.

Затем осуществляют одновременное рабочее смещение в направлении градиента всех координат в соответствии с уравнением:

$$X = X_0 \pm \text{agrad}J(X), \quad (8.13)$$

где: a - величина рабочего шага;
 X - вектор нового рабочего состояния.

Необходимым условием работы рассматриваемых систем является экстремальность показателя качества Q от управляемого параметра a в допустимой области B изменений этого параметра. Управляемым параметром a может быть параметр регулятора основной части системы (например, передаточный коэффициент, постоянная времени) или обобщённый параметр системы (например, частота среза, показатель колебательности и др.).

Под экстремальностью понимается наличие выраженного минимума или максимума в функции $Q(a)$.

Различают локальный и глобальный экстремумы. Локальный экстремум $Q(a)$ имеет место в некоторой малой области изменений Q . Функция качества может иметь много локальных экстремумов, но лишь один из них будет глобальным.

Глобальный экстремум $Q(a^{**}) = \min Q(a_i^*)$, где $i = 1 \dots n$.

Важным свойством экстремальных функций является свойство унимодальности. Унимодальной функцией является функция, имеющая один локальный экстремум.

8.5 Геометрические методы поиска

Метод дихотомии

Суть метода заключается в следующем. Если область параметров B представить в виде отрезка АД, внутри которого находится оптимальное значение параметра a , то отрезок АД делится пополам и отбрасывается та часть, где экстремум отсутствует.

На первом шаге имеем

$$a_1 = \frac{A + D}{2}. \quad (8.14)$$

В районе a , делается два измерения показателя качества с целью выяснения, справа, или слева от a , находится экстремум.

Знак разности:

$$\Delta Q = Q\left(a_1 + \frac{\varepsilon}{2}\right) - Q\left(a_1 - \frac{\varepsilon}{2}\right), \quad (8.15)$$

где ε - интервал приращений параметра a_1 с учётом помех измерения, обеспечивает получение информации экстремума.

Следующая пара измерений производится в районе середины оставшегося отрезка

$$a_2 = \frac{A + a_1}{2}, \quad \text{т.е. в точках} \quad a = a_2 \pm \frac{\varepsilon}{2}.$$

Процедура выбора половины отрезка повторяется. Деление продолжается до тех пор, пока на каждом интервале $B_k \leq \varepsilon$. Метод дихотомии даёт двукратное уменьшение зоны неопределённости, где расположен экстремум, на два замера показателя качества.

Метод золотого сечения.

Этот метод несколько эффективнее в плане уменьшения зоны неопределённости, где расположен экстремум. Как и метод дихотомии, он имеет в своей основе геометрические отношения отрезков. При использовании метода золотого сечения отрезок делится на две

неравные части, причём, отношение всего отрезка, к его большей части равно отношению большей части к меньшей.

Геометрические методы поиска, оказываются наиболее простыми при технической реализации, однако они применимы в основном в тех случаях, когда дрейф экстремума показателя качества отсутствует и производится однократное определение экстремума.

8.6 Методы шагового поиска

Применяются для отслеживания дрейфующих экстремумов. Наиболее простые алгоритмы поиска основываются на том, что перед реализацией рабочего шага делаются пробные замеры показателей качества в двух соседних точках $a+g$ и $a-g$, отстоящих друг от друга на расстоянии $2g$, не меньше чем интервал нечувствительности $2g \leq \epsilon$.

Два измерения показателя качества дают возможность определить, с какой стороны расположен экстремум, и организовать движение к нему. Такой алгоритм поиска называется поиском с парными пробами. Математически этот алгоритм поиска записывается в форме:

$$a_{i+1} = a_i - c \cdot \text{sign}[Q(a_i + g) - Q(a_i - g)], \quad (8.16)$$

где a_i - расположение параметра на i -ом шаге поиска, c - рабочий шаг по управляющему параметру, g - пробный шаг, sign - функция знака.

Рассматриваемый алгоритм реализуется по схеме, показанной на рисунке 8.9:

$$\Delta Q = Q(a + g) - Q(a - g). \quad (8.17)$$

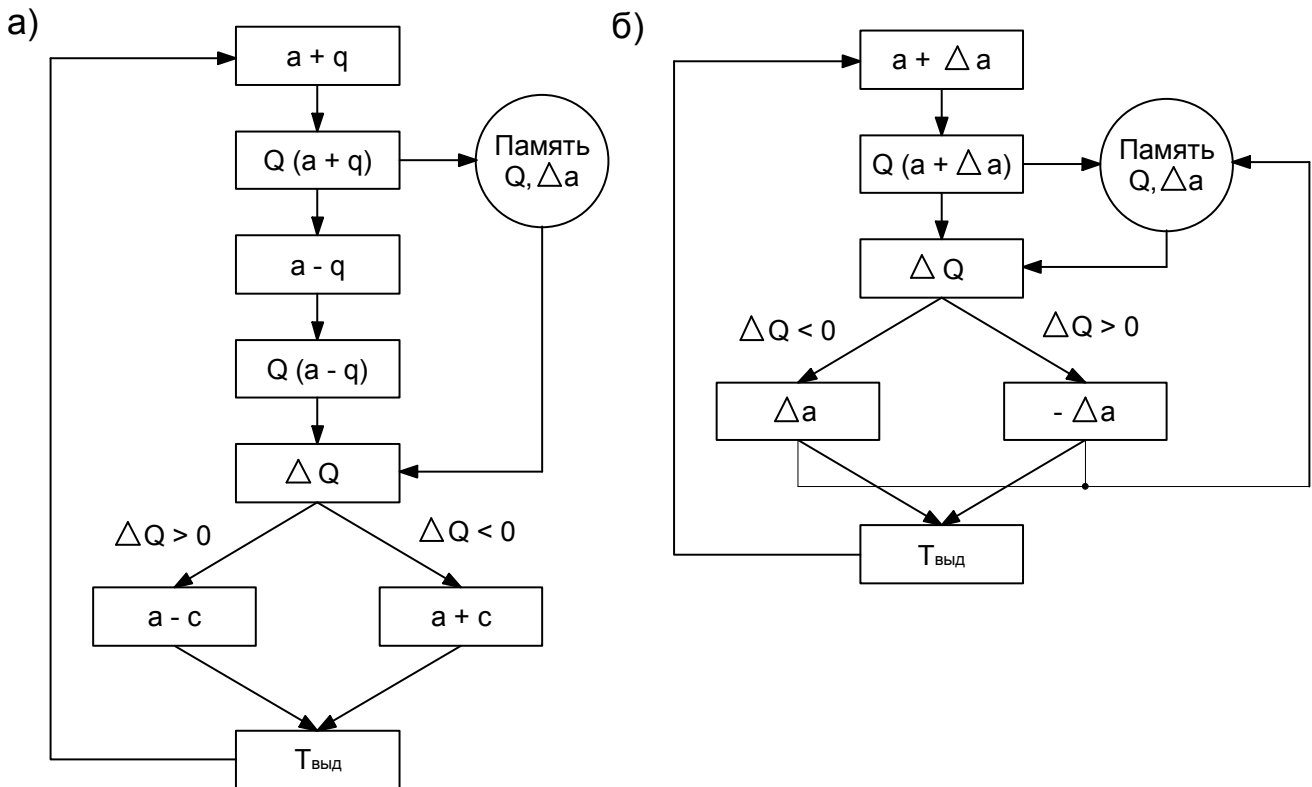


Рисунок 8.9 - Алгоритм шагового поиска

Операции $T_{\text{выд}}$ соответствует выдержка системы в течение времени $T_{\text{выд}}$ в фиксированном значении. Выдержка необходима в процессе отслеживания дрейфующего экстремума для того, чтобы уменьшить частоту поисковых движений в квазиустановившемся режиме. В рассматриваемом алгоритме выделяются следующие этапы:

1. пробные шаги;
2. принятые решения;
3. рабочий шаг;
4. выдержка.

В соответствии с этим время цикла поиска:

$$t_y = t_{\text{проб}} + t_{\text{рем}} + t_{\text{раб}} + T_{\text{выд}}. \quad (8.18)$$

Рассмотренный алгоритм поиска упрощается, если, например, одну из проб совместить с исходным состоянием a_i на каждом цикле поиска, т. е. выполнять поиск с непарными пробами либо вообще отказаться от пробных шагов и совместить их с рабочими шагами. Такие алгоритмы могут обеспечить более высокое быстродействие по сравнению с алгоритмами поиска с парными пробами. В последнем случае делаются только рабочие шаги и при этом запоминается полученное значение показателя качества на каждом шаге для сравнения с показателем качества на следующем шаге. Рабочее изменение управляемого параметра на i -м шаге поиска записывается в виде:

$$\Delta a_i = \begin{cases} \Delta a_i, & \text{если } \Delta Q_i < 0; \\ -\Delta a_i, & \text{если } \Delta Q_i \geq 0. \end{cases} \quad (8.19)$$

Структурная схема, реализующая этот алгоритм, показана на рисунке 8.9. Реализация алгоритма поиска происходит в три этапа: 1) рабочий шаг; 2) принятие решения; 3) выдержка $T_{\text{выд}}$. В блоке запоминания «Память $Q, \Delta a$ » происходит запоминание полученного показателя качества после того, как принято решение о направлении очередного рабочего шага. Затраты времени на один цикл определяются как $t_{\text{ц}} = t_{\text{рем}} + t_{\text{раб}} + T_{\text{выд}}$. В рассматриваемом алгоритме время цикла может быть существенно уменьшено по сравнению со временем цикла алгоритма с пробными шагами. Алгоритмы поиска с совмещенными пробными и рабочими шагами получили также название алгоритмов спуска.

Оценка алгоритмов поиска происходит по двум основным показателям: потерям на поиск и потерям на рыскание.

Потери на поиск:

$$k_{\text{п.п}} = t_{\text{ц}} / B_{\text{ц}}, \quad (8.20)$$

где $B_{\text{ц}}$ – смещение к цели за один цикл поиска ($B_{\text{ц}} = c$). Показатель $k_{\text{п.п}}$ характеризует работу алгоритма поиска лишь при движении к экстремуму. Эффективность поиска в районе экстремума характеризует потери на рыскание. Эти потери образуются за счет поисковых движений в районе экстремума. Вычисляются потери на рыскание путем усреднения разности $\Delta Q^*(t)$ за время движения в районе экстремума:

$$\Delta Q^*(t) = Q(t) - Q^*, \quad (8.21)$$

где $Q^*(t)$ – текущее показание показателя качества;

Q^* - наименьшее значение.

Потери на рыскание выражаются формулой:

$$k_{np} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T (Q(t) - Q^*) dt. \quad (8.22)$$

Если процесс поиска в районе экстремума циклически повторяется, т. е. $\Delta Q^*(t)$ совершает колебания с периодом T , то можно записать:

$$k_{np} = \frac{1}{T^*} \int_0^{T^*} (Q(t) - Q^*) dt. \quad (8.23)$$

Периодически повторяющиеся ситуации поиска в районе экстремума образуют так называемые предельные циклы.

С точки зрения уменьшения потерь на рыскание необходимо уменьшить рабочие шаги s и увеличивать время выдержки $T_{вд}$. Однако эти требования находятся в противоречии с условием уменьшения потерь на поиск и на рыскание и с учетом особенностей поведения системы в динамике.

Для плавных экстремальных функций используются алгоритмы шагового поиска с расчетом градиента. Градиентом функции одной переменной называется её производная:

$$\text{grad } Q(a) = \frac{dQ}{da}. \quad (8.24)$$

Приближенное вычисление градиента производится по значениям экстремальной функции при достаточно малых изменениях параметра a :

$$\text{grad } Q(a) \approx \frac{Q(a + g) - Q(a - g)}{2 \cdot g}. \quad (8.25)$$

Поиск с расчетом градиента – градиентный поиск. Рабочий шаг при таком поиске не остается постоянным, а меняется в зависимости от градиента:

$$\Delta a_i = -k \cdot \text{grad} Q(a). \quad (8.26)$$

При градиентном поиске возможна неустойчивость поиска, что ограничивает его применение для объектов с хорошо изученными функциями.

Функциональная схема системы экстремального управления с использованием градиентного поиска представлена на рисунке 8.10:

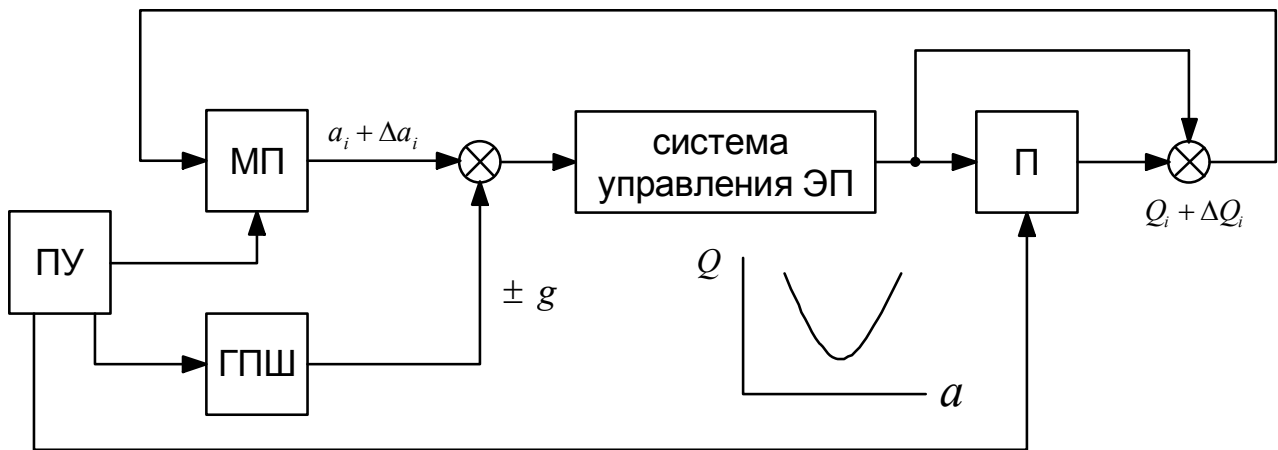


Рисунок 8.10 - Функциональная схема экстремального управления

Для объектов, у которых характеристики имеют крутой наклон вдали от экстремума и пологий в районе экстремума, переменность шага, зависящего от градиента, позволяет существенно сократить потери на поиск. Однако при градиентном поиске возможна неустойчивость поиска, что ограничивает его применение для объектов с хорошо изученными функциями качества.

Функциональная схема системы экстремального управления с использованием метода градиентного поиска показана на рисунке 8.10.

Генератор пробных шагов (ГПШ) вырабатывает пробные смещения управляемого параметра $\pm g$.

Полученные с помощью элемента памяти (П) приращения ΔQ_i масштабным преобразователем (МП) в рабочее смещение Δa_i . Работой элементов системы управляет программное устройство (ПУ), которое поочередно включает в соответствии с заданной программой ГПШ, МП и П. В элементе памяти запоминаются предыдущие значения показателя качества для вычисления приращения ΔQ_i .

Производная функция качества для целей поиска экстремума применяется также в методе синхронного детектирования. Этот метод применяется только для непрерывных систем управления. Непрерывный модулирующий сигнал поступает на вход оптимизируемого объекта по управляющему параметру и умножается на выходной сигнал объекта—функцию качества. Усредненное значение этого произведения будет пропорционально производной dQ/da . В качестве модулирующего сигнала $a(t)$ применяются как регулярные сигналы в виде гармонических или прямоугольных сигналов, так и случайные функции времени. Необходимо только обеспечить равенство нулю среднего значения $a(t)$ и малое значение среднего квадрата $a(t)$.

Информацию о производной dQ/da при использовании метода синхронного детектирования получают на основании следующего подхода. Если, например, модулирующий сигнал формируется в виде гармонического сигнала

$$\alpha(t) = \alpha_0 \sin \omega t, \quad (8.27)$$

а характеристика объекта $Q(a+\alpha)$ представляет собой гладкую функцию, то она может быть разложена в степенной ряд

$$Q(a + \alpha) = Q(a) + \alpha \frac{dQ}{da} + \frac{\alpha^2 \cdot d^2Q}{2da^2} + \dots \quad (8.28)$$

Ограничиваясь первыми двумя членами разложения вследствие малости членов с α^2 , α^3 и т.д., имеем:

$$Q(a + \alpha_0 \sin \omega t) \approx Q(a) + \alpha_0 \sin \omega t \frac{dQ}{da}. \quad (8.29)$$

Получим:

$$C = \alpha_0 Q(a) \frac{1}{T} \int_0^T \sin \omega t dt + \alpha_0^2 \frac{dQ}{da} \frac{1}{T} \int_0^T \sin^2 \omega t dt. \quad (8.30)$$

Предполагая, что интервал времени T много больше периода модулирующей частоты ($T \gg 2\pi/\omega$), получим:

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sin \omega t dt \approx 0; \quad \frac{1}{T} \int_0^T \sin^2 \omega t dt \approx \frac{1}{2}. \quad (8.31)$$

С учетом этого имеем:

$$C \approx \frac{\alpha_0^2}{2} \frac{dQ}{da}. \quad (8.32)$$

В экстремальной системе с синхронным детектором (рисунок 8.11, а) модулирующий сигнал непрерывно подается от генератора (Γ) на вход экстремального объекта и на синхронный детектор (СД). С целью компенсации задержки модулирующего сигнала в инерционном объекте сигнал, поступающий от Γ в СД, сдвигается по фазе на угол φ_k . Скорость изменения управляющего параметра пропорциональна углу наклона функции качества с обратным знаком, т. е.

$$\frac{da}{dt} = -k \frac{dQ(a)}{da}, \quad (8.33)$$

где k — масштабный коэффициент.

Изменение управляющего параметра от начального значения a_0 в системе с синхронным детектированием может рассматриваться как сумма быстрого колебательного движения и медленного усредненного движения.

$$a'(t) = a(t) + \alpha(t). \quad (8.34)$$

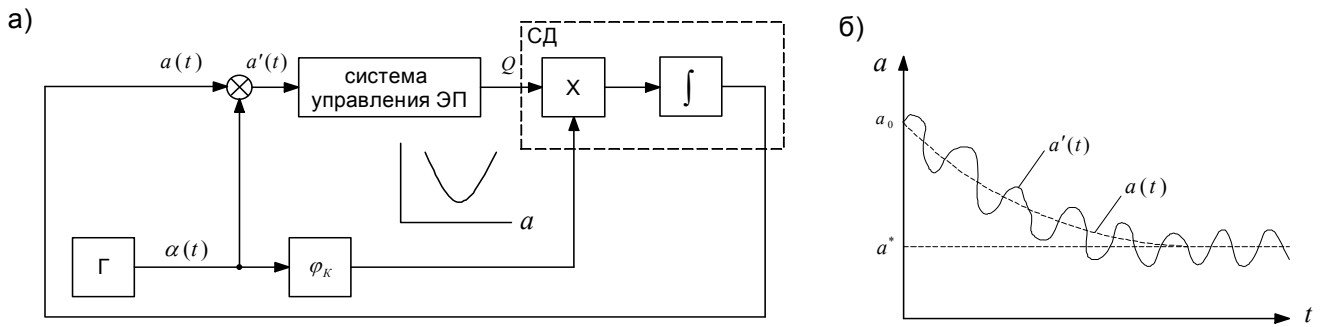


Рисунок 8.11 - Функциональная схема экстремальной системы с синхронным детектором и график переходного процесса

8.7 Адаптивные системы управления высокоточным электроприводом с минимизацией среднеквадратичной ошибки.

Использование поисковых методов оптимизации рассмотрим более подробно на примере адаптивной системы управления высокоточным электроприводом.

Основная часть системы выполнена по импульсно-фазовому принципу управления с разделением каналов фазового и частотного управления с помощью нелинейного логического блока (НЛБ) и аналогового ключа (АК). (Рисунок 8.12).

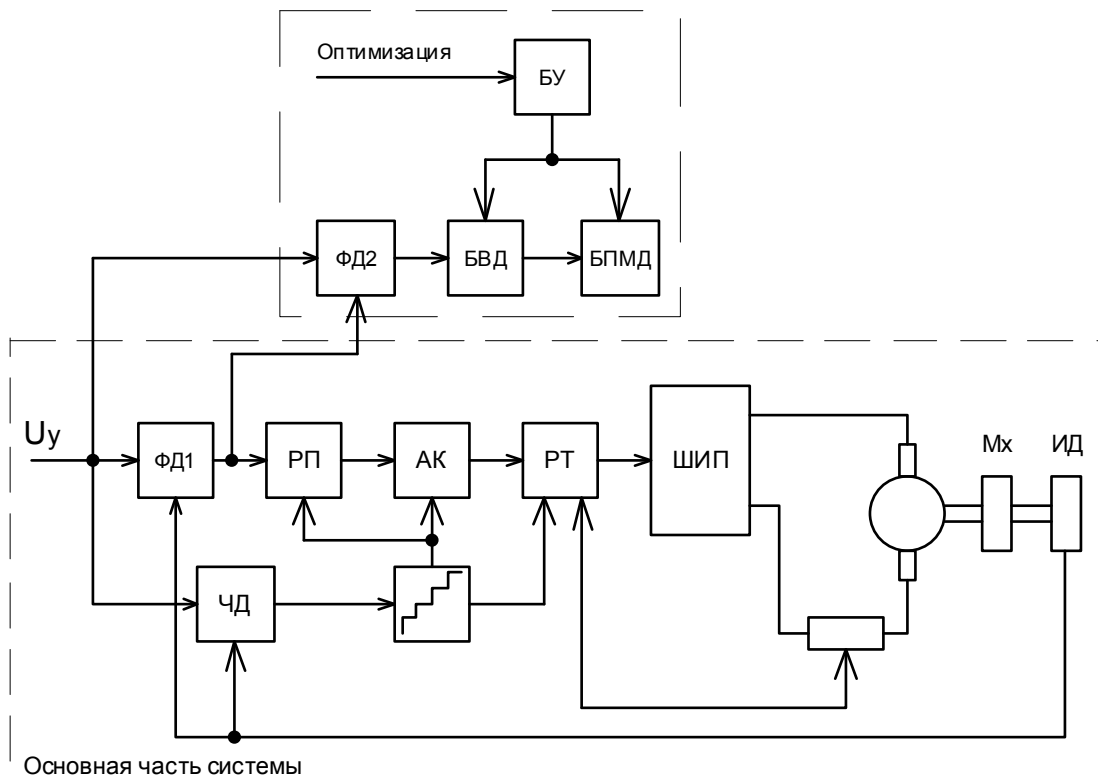
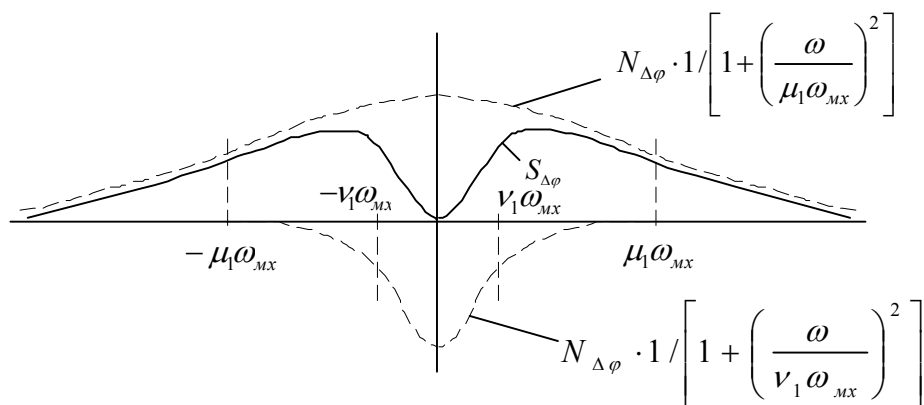


Рисунок 8.12 – Адаптивная система управления высокоточным электроприводом

Адаптивное управление применяется для автоматической перенастройки параметров системы таким образом, чтобы для каждого из возможных режимов работы при широком диапазоне регулирования скорости и нагрузки получить минимальные динамические ошибки. Основные воздействия на систему, каковыми в данном случае является помехи измерения координат движения, изменение момента сопротивления, параметрические возмущения в электродвигателе и кинематических передачах, имеют выраженную зависимость от скорости электропривода и механизма.

Причем изменение спектрального состава воздействий при широком регулировании скорости может оказаться столь значительным, что минимальная динамическая ошибка будет обеспечиваться только на одном уровне скорости и с изменением скорости уход от минимальной ошибки будет весьма существенным. Поисковая адаптивная система выполняет в этом случае автоматическую оптимизацию на каждом уровне скорости в заданном диапазоне ее регулирования.

а)



б)

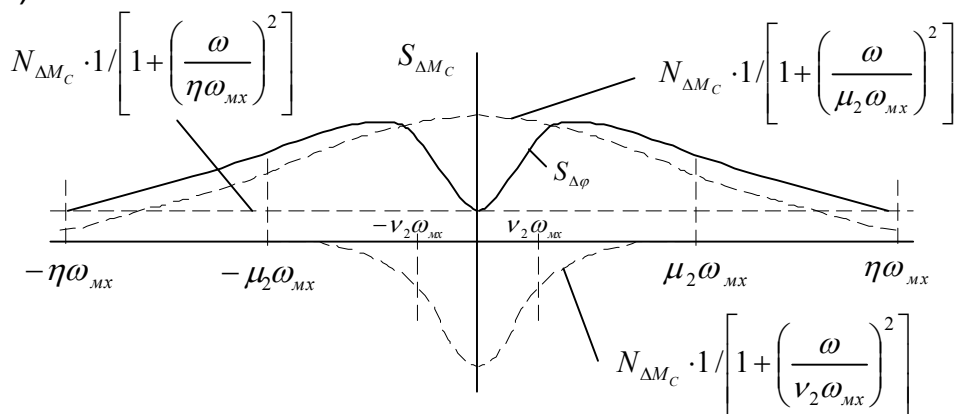


Рисунок 8.13 – Графики спектральной плотности экстремальной системы

Используя в прецизионной системе электропривода высокочастотный широтно-импульсный преобразователь (ШИП), можно замыкать контур регулирования тока на частотах, при которых эффективно фильтруются параметрические возмущения в электродвигателе. Тогда основными возмущениями в системе будут изменения момента сопротивлений на валу механизма $\Delta M_c(t)$ и помехи импульсного датчика (ИД) $\Delta\varphi_{n.n.}(t)$. Ориентируясь на фотоэлектрические датчики, можно спектральную плотность помехи измерения угла, обусловленную главным образом неточностью нанесения рисок на лимбе, представить в виде, показанном на рисунке 8.13, а.

При оптимизации системы удобно спектральную плотность $S_{\Delta\varphi}(\omega)$ выразить через отдельные составляющие в соответствии с выражением:

$$S_{\Delta\varphi}(\omega) = N_{\Delta\varphi} \left[\frac{1}{1 + [\omega/(\mu_1\omega_{\text{мх}})]^2} - \frac{1}{1 + [\omega/(\nu_1\omega_{\text{мх}})]^2} \right], \quad (8.35)$$

где: $N_{\Delta\varphi} = 2D_{\Delta\varphi}/(\mu_1\omega_{\text{мх}})$;

$D_{\Delta\varphi}$ - дисперсия составляющих спектра $S_{\Delta\varphi}(\omega)$ типа белый шум с ограниченными по частоте спектрами;

$\omega_{\text{мх}}$ — угловая скорость механизма;

μ_1, ν_1 — коэффициенты пропорциональности.

Такая запись непосредственно следует из представления кривой $S_{\Delta\varphi}(\omega)$ (рисунок 8.13, а) в виде отдельных составляющих, показанных штрихами.

Аналогично может быть представлена и спектральная плотность изменений момента сопротивлений $S_{\Delta M_c}(\omega)$ (рисунок 8.13, б). Выражение для спектральной плотности $S_{\Delta M_c}(\omega)$ через составляющие имеет вид:

$$S_{\Delta M_c}(\omega) = N_{\Delta M_c} \left[\frac{1}{1 + [\omega/(\mu_2\omega_{\text{мх}})]^2} - \frac{1}{1 + [\omega/(\nu_2\omega_{\text{мх}})]^2} \right] + N'_{\Delta M_c} \frac{1}{1 + [\omega/(\eta\omega_{\text{мх}})]^2}, \quad (8.36)$$

где $N_{\Delta M_c} = 2D_{\Delta M_c}/(\mu_2\omega_{\text{мх}})$; $N'_{\Delta M_c} = 2D'_{\Delta M_c}/(\eta\omega_{\text{мх}})$; $D_{\Delta M_c}, D'_{\Delta M_c}$ - дисперсии составляющих спектра $S_{\Delta M_c}(\omega)$ типа белый шум с ограниченными по частоте спектрами; μ_2, ν_2 — коэффициенты пропорциональности.

Оптимизация импульсно-фазовой системы управления сводится к динамическому синтезу регулятора положения (РП), исходя из условия минимума средне квадратичной ошибки (или дисперсии ошибки) Используя нормированные амплитудно-частотные характеристики системы типа (—3—1—2) и определяя из параметрического синтеза системы, частоту среза ω_{cp} и сопрягающие частоты характеристик системы, можно убедиться в том, что при адаптивной автоматической оптимизации можно изменять только частоту среза, сохраняя при этом соотношение сопрягающих частот относительно частоты среза неизменным.

Зависимости дисперсии угловой D_φ или скоростной ошибок от ω_{cp} , определяемые частотными характеристиками системы и энергетическими спектрами воздействий, имеют при одной и той же форме ЛАЧХ ярко выраженные минимумы, причем оптимальные частоты среза зависят как от скорости механизма, так и от режима нагрузки — от текущих значений коэффициентов μ_2, ν_2, η и дисперсий $D_{\Delta M_c}, D'_{\Delta M_c}$.

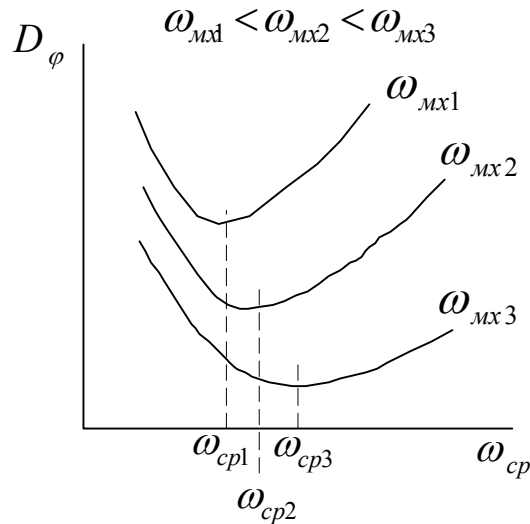


Рисунок 8.14 - Графики дисперсий угловой ошибки от частоты среза

Для измерения дисперсии действительной угловой или скоростной ошибки, являющихся мерой точности импульсно-фазовой системы, необходимо исключить помехи измерения угла, обусловленные неточностью нанесения рисок на лимбе датчика. С этой целью используются два смещенных относительно друг друга по обороту лимба устройства измерения фазового рассогласования, состоящие из двух фотооптических систем и двух фазовых дискриминаторов ФД1 и ФД2, работающих в синфазном режиме.

Выходные напряжения u_1, u_2 усилителей 1 и 2 связаны с действительной угловой ошибкой механизма $\Delta\varphi_{mx}(t)$ соотношениями:

$$\begin{aligned} u_1 &= zk_{\phi,\delta 1}k_{yc1}[\Delta\varphi_{mx}(t) + \Delta\varphi_{n,\delta 1}(t)]; \\ u_2 &= zk_{\phi,\delta 2}k_{yc2}[\Delta\varphi_{mx}(t) + \Delta\varphi_{n,\delta 2}(t)]; \end{aligned} \quad (8.37)$$

где: $\Delta\varphi_{n,\delta 1}, \Delta\varphi_{n,\delta 2}$ — помехи датчика по двум устройствам измерения; z — дискретность датчика;

$k_{\phi,\delta 1} = k_{\phi,\delta 2} = k_{\phi,\delta}$ — передаточные коэффициенты фазовых дискриминаторов;

$k_{yc1} = k_{yc2} = k_{yc}$ — передаточные коэффициенты усилителей.

Если две фотооптические системы разнесены на угол, при котором корреляционная функция $R_{\Delta\varphi_{no}}(\varphi)$ ошибки датчика обращается в нуль, то помехи $\Delta\varphi_{n,\delta 1}(t)$ и $\Delta\varphi_{n,\delta 2}(t)$ оказываются взаимно некоррелированными. Отсутствует также корреляция между $\Delta\varphi_{mx}(t)$ и $\Delta\varphi_{n,\delta 1}(t), \Delta\varphi_{n,\delta 2}(t)$. Средние квадраты величин u_2 и $u_2 - u_1$ находятся в соответствии с выражениями:

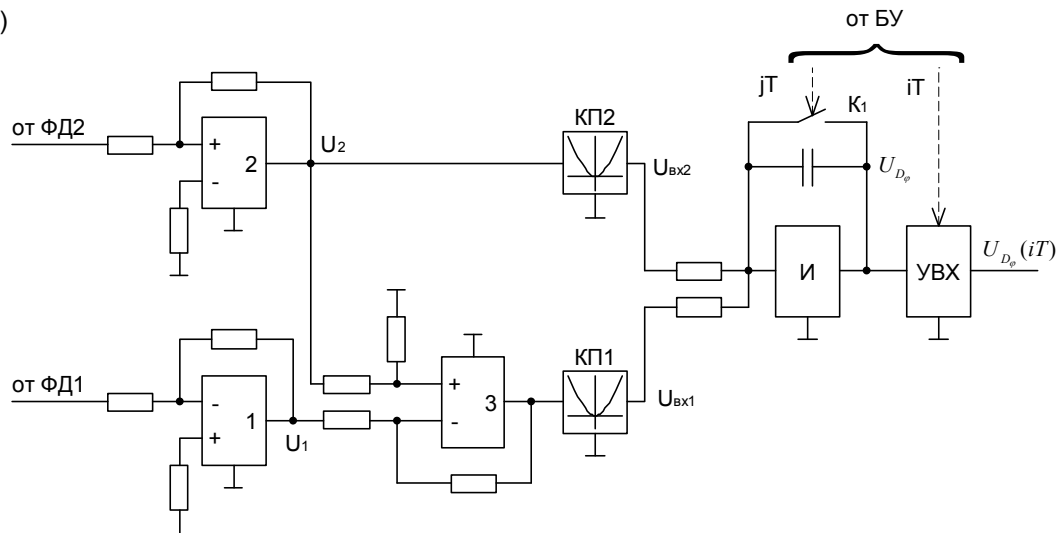
$$\begin{aligned} \overline{u_2^2} &= (zk_{\phi,\delta}k_{yc})^2 \left[\overline{\Delta\varphi_{mx}^2(t)} + \overline{\Delta\varphi_{n,\delta 2}^2(t)} \right]; \\ \overline{(u_2 - u_1)^2} &= (zk_{\phi,\delta}k_{yc})^2 \left[\overline{\Delta\varphi_{n,\delta 1}^2(t)} + \overline{\Delta\varphi_{n,\delta 2}^2(t)} \right]. \end{aligned} \quad (8.38)$$

Учитывая, что помехи $\Delta\varphi_{n.01}(t)$ и $\Delta\varphi_{n.02}(t)$ относятся к одному и тому же стационарному процессу, имеем $\overline{\Delta\varphi_{n.01}^2(t)} \approx \overline{\Delta\varphi_{n.02}^2(t)}$. На основании приведенных выражений можно записать:

$$(zk_{\phi.0}k_{yc})^2 D_{\varphi} = \overline{u_2^2} - \frac{1}{2} \overline{(u_2 - u_1)^2}, \quad (8.39)$$

где: $D_{\varphi} = \overline{\Delta\varphi_{mx}^2(t)}$ - дисперсия действительной угловой ошибки системы.

а)



б)

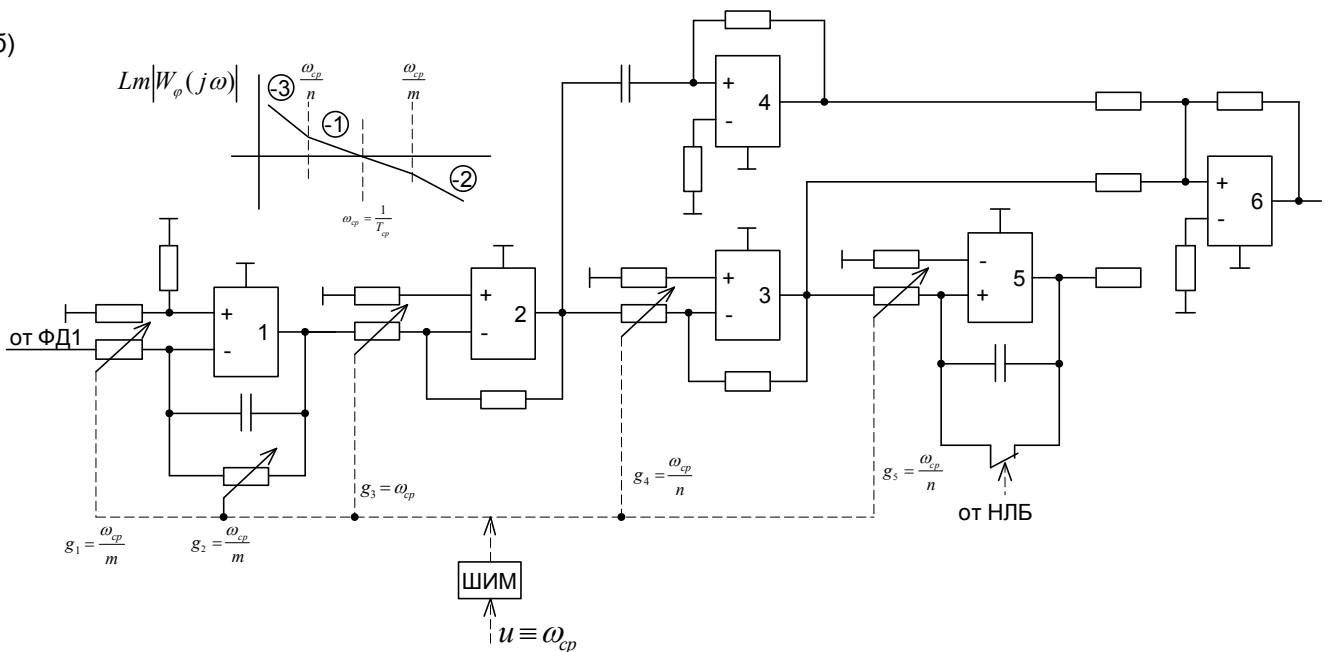


Рисунок 8.15 – Схемы вычисления дисперсий ошибки экстремальной системы.

Вычисление дисперсии ошибки производится с помощью суммирующего усилителя 3 (рис. 8.15, а), двух квадратичных преобразователей $KП1$ и $KП2$ и интегратора $И$ с постоянной времени T_0 , осуществляющего усреднение сигнала за конечный интервал времени T .

Устройство выборки-хранения (*VBX*) предназначено для запоминания на время T сигнала U_{D_φ} , снимаемого с выхода интегратора в дискретные моменты времени и несущего в себе информацию о текущем значении дисперсии ошибки. После запоминания U_{D_φ} кратковременным замыканием интегратора ключом К1 осуществляется установка его а нуль. Управление интегратором и *VBX* производится от генератора тактов, расположенного в БУ.

При измерении дисперсии действительной ошибки по скорости $D\omega$ масштабные усилители 1 и 2 должны быть заменены двумя идентичными друг другу дифференцирующими усилителями.

С учетом передаточных коэффициентов квадратичных преобразователей $k_{k.n1} = k_{k.n2} = k_{k.n}$ и интегратора T/T_0 соотношения между напряжениями на выходе *БВД* и дисперсиями $D\varphi$ и $D\omega$ угловой и скоростной ошибок находятся в виде:

$$\begin{aligned} u_{D_\varphi} &= (zk_{\varphi,d}k_{yc})^2 k_{k.n} \frac{T}{T_0} D_\varphi; \\ u_{D_\omega} &= (zk_{\varphi,d}T_{d,y})^2 k_{k.n} \frac{T}{T_0} D_\omega. \end{aligned} \quad (8.40)$$

где: $T_{d,y} = T_{d,y1} = T_{d,y2}$ - постоянные времени дифференцирующих усилителей.

С целью быстрого выхода в окрестность экстремума и отслеживания дрейфующего положения экстремума в подсистеме поиска минимума дисперсии действительной ошибки использован комбинированный алгоритм поиска с перенастройкой в окрестности экстремума алгоритма метода дихотомии на шаговый автоколебательный алгоритм.

Выбор алгоритма поиска обусловлен следующим. Крутизна кривых $D_\varphi(\omega_{cp})$ (см. рисунок 8.14) в сильной степени зависит от скорости механизма ω_{mx} и отклонения частоты ω_{cp} от оптимальных значений, в связи с чем градиентные алгоритмы не обеспечивают быстрой сходимости процесса поиска при широком диапазоне регулирования скорости и нагрузки.

Напротив, геометрические методы, в частности метод дихотомии, обеспечивают наименьшие затраты времени на поиск экстремума, а для отслеживания дрейфа экстремума производится переключение системы на шаговый алгоритм поиска с совмещением пробных и рабочих шагов.

Исходная точка для поиска экстремума задается начальной частотой среза $\omega_{cp.nач}$, определяемой из выражения:

$$\omega_{cp.nач} = \omega_{cp.мин} + \frac{1}{2} \Delta\omega_{cp}. \quad (8.41)$$

где: ω_{cp} — начальный интервал неопределенности.

$\Delta\omega_{cp} = \omega_{cp.макс} - \omega_{cp.мин}$; $\omega_{cp.макс}$; $\omega_{cp.мин}$ - максимальное и минимальное значения частоты среза, определяемые на основании априорных сведений, исходя из возможных в процессе функционирования системы диапазонов изменения скорости и нагрузки.

С целью выявления направления первого шага в окрестности $\omega_{cp.nач}$ делаются два измерения дисперсии ошибки при значениях частоты среза и $\omega_{cp.nач} \pm q_\omega$ где q_ω — пробный шаг.

Затем делается первый рабочий шаг $\Delta\omega_{cpi}$. Значение 1-го рабочего шага $|\Delta\omega_{cpi}|$ и его знак $sign\Delta\omega_{cpi}$ определяются в соответствии с выражениями:

$$\begin{aligned} |\Delta\omega_{cpi}| &= \frac{|\Delta\omega_{cpi1}|}{2^{i-1}}, \\ sign\Delta\omega_{cpi} &= -sign[D(\omega_{cpi} + q_\omega) - D(\omega_{cpi} - q_\omega)], i = 2, 3, \dots \end{aligned} \quad (8.42)$$

где ω_{cpi} — частота среза системы на i -м рабочем шаге.

После формирования 1-го рабочего шага дихотомии $\Delta\omega_{cpi}$ в районе экстремума функции $D_\varphi(\omega_{cp})$ в блоках БУ и БПМД осуществляются переключения, обеспечивающие перестройку алгоритма поиска. Рабочий шаг в последующем остается постоянным и равным последнему рабочему шагу дихотомии $\Delta\omega_{cpi}$. Изменение частоты среза на i -м шаге поиска шагового алгоритма записывается в виде:

$$\Delta\omega_{cpi} = \begin{cases} \Delta\omega_{cpi-1}, & \text{если } D_{\varphi i-1} < 0 \\ -\Delta\omega_{cpi-1}, & \text{если } D_{\varphi i-1} \geq 0 \end{cases} \quad (8.43)$$

Минимальное значение $\Delta\omega_{cpi}$, а следовательно, и рабочий шаг $\Delta\omega_{cpi}$ выбираются из условия возможности оценки ΔD_φ на уровне помех измерения дисперсии. Время поиска экстремума определяется числом l шагов дихотомии и интервалом усреднения T .

Перестройка параметров основной части системы производится путем изменения параметров РП (рис. 8.15, б). Пренебрегая упругими связями в электроприводе и представляя замкнутый контур регулирования тока безынерционным звеном $W_i(p) = \frac{1}{k_{\delta.m}}$, можно записать передаточную функцию разомкнутого контура положения с учетом перенастраиваемых параметров в следующем виде:

$$W_\varphi(p) = \frac{\left(\frac{n}{\omega_{cp}} + 1\right)^2}{\frac{n^2}{\omega_{cp}^3} p^3 \left(\frac{m}{\omega_{cp}} p + 1\right)}, \quad (8.44)$$

где n, m — коэффициенты; ω_{cp} — частота среза.

Соответствующая этой передаточной функции ЛАЧХ показана на рисунке 8.14, б. Принимая во внимание, что передаточная функция неизменяемой части системы равна

$$W_{\varphi H}(p) = \frac{k_{\phi.\delta} C'_\delta}{J_\Sigma k_{\delta.m}} \frac{1}{p^2} = k \frac{1}{p^2}, \quad (8.45)$$

где $k = k_{\phi.\delta} C'_\delta / (J_\Sigma k_{\delta.m})$ - передаточная функция регулятора положения.

$$W_{p,n}(p) = \frac{\left(\frac{n}{\omega_{cp}} p + 1\right)^2}{k \frac{n^2}{\omega_{cp}^3} p^3 \left(\frac{m}{\omega_{cp}} p + 1\right)}, \quad (8.46)$$

Схема *РП* (рисунок 8.15). Перенастройка производится воздействием на резисторы *РП* таким образом, чтобы изменение их проводимостей приводило к изменению частоты среза ω_{cp} системы и сохраняло постоянными соотношения сопрягающих частот ω_{cp}/n и ω_{cp}/m .

8.8 Бесписковые адаптивные системы управления электроприводами

Задачи управления нестационарными системами электроприводов и механизмов.

Нестационарность работы ЭП как объектов управления зависит от способов управления электродвигателями постоянного и переменного тока и от свойств механизмов в процессе эксплуатации. Изменение параметров электроприводов происходит вследствие изменения следующих основных величин :

1. Параметров электромагнитных контуров в цепи « преобразователь – двигатель »
2. Передаточных коэффициентов преобразователей
3. Потока возбуждения двигателей
4. Моментов инерции механизмов
5. Частот упругих механических колебаний
6. Взаимного изменения механических параметров в многосвязных системах многодвигательных промышленных установок.

Кроме того, в процессе эксплуатации систем управления электроприводами могут наблюдаться значительные изменения по спектральному составу и интенсивности возмущающих и управляющих воздействий, что может приводить к существенному увеличению динамических ошибок системы и к необходимости перенастройки параметров регуляторов для минимизации этих ошибок.

Функциональная схема адаптивной СУЭП приведена на рисунке 8.16:

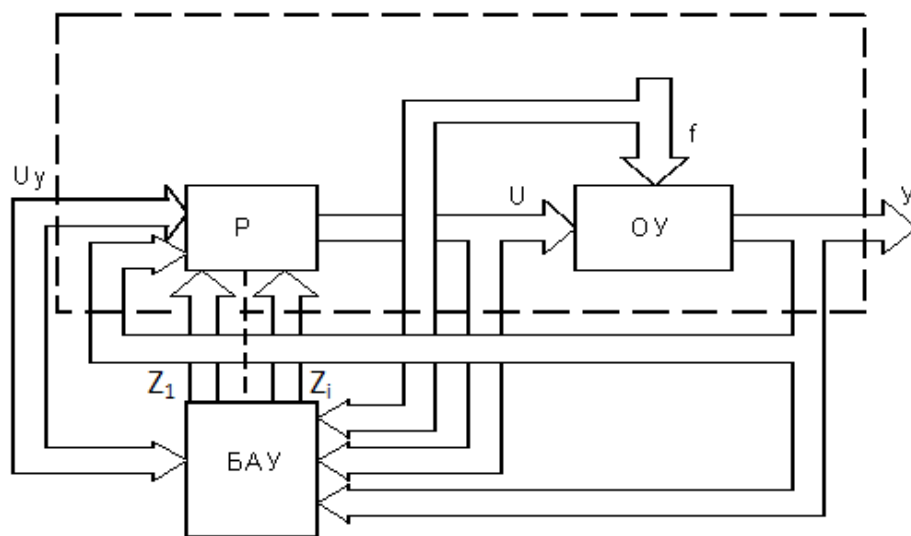


Рисунок 8.16 – Функциональная схема адаптивной СУЭП

Основная часть системы включает объект управления (ОУ) и регулятор (Р), охваченные обратной связью. В качестве основной части системы может рассматриваться любая автоматическая система управления нестационарным электроприводом. Реализация адаптивного управления в системе производится дополнительным блоком адаптивного управления (БАУ), который включает в себя:

Блок обработки информации о текущем состоянии объекта управления или всей системы 2 и блок перенастройки параметров регуляторов в соответствии с принятыми критериями качества работы адаптивной системы.

Адаптивным управлением решаются следующие задачи:

1. При произвольном изменении параметров электроприводов в системе производятся такие изменения параметров регуляторов, при которых динамические свойства системы для заданных воздействий не изменяются. Предполагается, что система в исходных условиях оптимизирована и в дальнейшем обеспечивается стабильность показателей качества системы.

2. При начальном отсутствии информации о параметрах электроприводов и воздействиях на систему управления производится автоматический поиск оптимальных условий работы в соответствии с заданным критерием качества.

Решение второй задачи связано с поиском оптимальных режимов работы системы.

Решением первой задачи в ряде случаев выполняется применением достаточно простых приёмов компенсации изменяющихся параметров ЭП. Этого можно добиться, если применить внутренние обратные связи, охватывающие часть структуры ОУ с нестационарными параметрами; возможно применение наблюдающих устройств, восстанавливающих необходимые координаты и параметры систем ЭП.

Функционирующая АСУ ЭП постоянно находится под воздействием различного рода возмущающих факторов. Оценку состояния функционирующей системы целесообразно выполнять, используя естественные динамические процессы. Однако это не всегда возможно в силу того, что энергетический спектр возмущений может быть слишком узким или представлять собой сочетание непериодических сигналов только на определённых частотах. В этом случае необходимо специально вводить тестовые сигналы, которым придаются формы, оптимальным образом соответствующие состоянию оценки системы. Форма такого сигнала зависит от вида описания состояния системы.

Для получения информации о состоянии системы в виде: временных характеристик – используют импульсные и ступенчатые сигналы; частотных характеристик – синусоидальные, прямоугольные и другие сигналы. В качестве тестовых сигналов могут использоваться также и случайные сигналы с заданными характеристиками. Информация о функционирующей системе может быть получена в виде: АФЧХ (амплитудно-фазовых частотных характеристик), импульсных переходных функций, оценочных параметров и координат системы и в др. форме.

8.9 Определение частотных и временных характеристик

Частотные и временные характеристики наиболее часто характеризуют динамическими свойствами СУ ЭП. Частотные характеристики могут быть определены: путём непосредственного измерения, если в систему вводить синусоидальные сигналы разной частоты. Амплитуда выходного сигнала на частоте ω_i может быть измерена путём пропускания сигнала через узкополосный фильтр, выпрямитель и сглаживающий фильтр. Непосредственно измерение фазы может быть выполнено с помощью фазового дискриминатора, на выходе которого формируется сигнал, пропорциональный разности фаз двух периодических сигналов, поступающих на его вход.

Определение частотных характеристик АСУ ЭП может выполняться без введения тестовых сигналов, если управляющее воздействие представляет собой случайную функцию,

либо содержит помеху. Это делается путём определения характеристик случайных процессов на входе и выходе системы, в частности – путём определения спектральных плотностей или корреляционных функций.

Определение импульсной переходной функции можно произвести по реакции системы на кратковременный импульс. Применяют способы, основанные на соотношении положительной и отрицательной площадей импульсного переходного процесса и ряд других способов. Их недостатком является необходимость возбуждения системы импульсом, превышающем по амплитуде все другие сигналы системы. Такой импульс может явиться мощной помехой для системы, а значит, недопустим по условиям её эксплуатации. В этом случае предпочтительным является способ, основанный на определении статических характеристик системы.

Взаимная корреляционная функция между тестовым входным сигналом в виде белого шума и выходным сигналом равна импульсной переходной функции. Если на вход системы подаётся сигнал:

$$u(t) = u_1(t) + g(t), \quad (8.47)$$

где $u_1(t)$ - управляющий сигнал;

$g(t)$ - тестовый сигнал в виде белого шума,

и между сигналами $u_1(t)$ и $g(t)$ отсутствует корреляция, то взаимная корреляционная функция между $g(t)$ и входным сигналом системы будет равна импульсной выходной функции $k(\tau_i)$ в момент времени $t = \tau_i$, умноженной на некоторый постоянный коэффициент. Определение $k(\tau_i)$ производится с помощью коррелятора. Несколько точек импульсной переходной функции определяют для разных времён запаздывания τ_i , зависящих от вида переходной функции.

8.10 Адаптивные наблюдающие устройства идентификации

Наблюдающие устройства, восстанавливающие переменные состояния объекта, могут также идентифицировать не поддающиеся прямому измерению внешние воздействия и неизвестные параметры объекта. В этом случае наблюдающие устройства выполняются с самонастройкой по идентифицируемым параметрам за счет введения интеграторов, входные сигналы которых представляют собой разность измеренных и оценочных значений переменных состояния объекта.

Процедуру идентификации неизвестных параметров объекта с помощью адаптивного наблюдающего устройства удобно рассмотреть на примере объекта с одним входным $u(t)$ и одним выходным $y(t)$ скалярными сигналами. Об объекте известно, что он линейный, n -го порядка, с определенным видом передаточной функции, параметры его не изменяются во времени. При этих условиях синтезируется наблюдающее устройство, которое должно оценивать вектор состояния объекта x и идентифицировать все неизвестные параметры объекта. Объект характеризуется передаточной функцией, степень числителя которой по крайней мере на единицу меньше степени знаменателя,

$$W_0(p) = \frac{y}{u} = \frac{B_0 p^{n-1} + B_1 p^{n-2} + \dots + B_{n-1}}{p^n + A_1 p^{n-1} + \dots + A_n}, \quad (8.48)$$

а коэффициенты A_i и B_i неизвестны.

Разделив числитель и знаменатель передаточной функции на полином $(n-1)$ степени

$$(p + \lambda_2)(p + \lambda_3)\dots(p + \lambda_n), \quad (8.49)$$

где $\lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_n$ — действительные и отрицательные корни, и разложив числитель и знаменатель на простые дроби, получим

$$\frac{y}{u} = \frac{b_1 + b_2 \frac{1}{p + \lambda_2} + \dots + b_n \frac{1}{p + \lambda_n}}{p - a_1 - a_2 \frac{1}{p + \lambda_2} - \dots - a_n \frac{1}{p + \lambda_n}}, \quad (8.50)$$

где $b_1 = B_0; a_1 = (\lambda_2 + \dots + \lambda_n) - A_1$.

Остальные коэффициенты b_i и a_i связаны сложными полиномами с параметрами A_i, B_i и λ_i и здесь не приводятся. На основании предыдущего уравнения можно записать:

$$\left(p - a_1 - \lambda_1 + \lambda_1 - a_2 \frac{1}{p + \lambda_3} - \dots - a_n \frac{1}{p + \lambda_n} \right) y = \left(b_1 + b_2 \frac{1}{p + \lambda_3} + \dots + b_n \frac{1}{p + \lambda_n} \right) u. \quad (8.51)$$

Преобразовав это уравнение, получим

$$y = \frac{1}{p + \lambda_1} \left[\left(b_1 + b_2 \frac{1}{p + \lambda_2} + \dots + b_n \frac{1}{p + \lambda_n} \right) u + \left(a'_1 + a_2 \frac{1}{p + \lambda_2} + \dots + a_n \frac{1}{p + \lambda_n} \right) y \right], \quad (8.52)$$

где $a'_1 = a_1 + \lambda_1$.

Заменяя параметры a_i, b_i оценочными значениями \hat{a}_i, \hat{b}_i и вводя промежуточные переменные \hat{z}_i, \hat{w}_i , можно получить на основании предыдущего уравнения структурную схему наблюдающего устройства, рисунок 8.17. В нижней части структурной схемы находятся контуры адаптивной настройки параметров \hat{a}_i, \hat{b}_i .

Объект управления, определенный передаточной функцией (8.50), характеризуется следующими уравнениями относительно переменных состояния:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ a_2 & & & & \\ \vdots & & \Lambda & & \\ a_n & & & & \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} \times u; \quad (8.53)$$

$$y = [1 \ 0 \ \dots \ 0]x = x_1,$$

где Λ - диагональная матрица вида

$$\Lambda = \begin{bmatrix} -\lambda_2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -\lambda_3 & \dots & 0 \\ \vdots & & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & -\lambda_n \end{bmatrix}. \quad (8.54)$$

Имея в виду, что выходной сигнал измеряется и $y = x_1$ уравнение (8.53) можно представить также в следующей форме:

$$\begin{bmatrix} \dot{y} \\ \dot{x}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & \begin{matrix} r^T \\ \text{---} \\ \Lambda \end{matrix} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} y \\ x' \end{bmatrix} + bu, \quad (8.55)$$

где x' - $(n-1)$ -мерный вектор, соответствующий неизвестной части $[x_2 \ \dots \ x_n]^T$ вектора состояний $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$; $r^T = [1 \ 1 \ \dots \ 1]$; a , b - параметрические векторы с неизвестными элементами, $a = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_n]^T$, $b = [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_n]^T$.

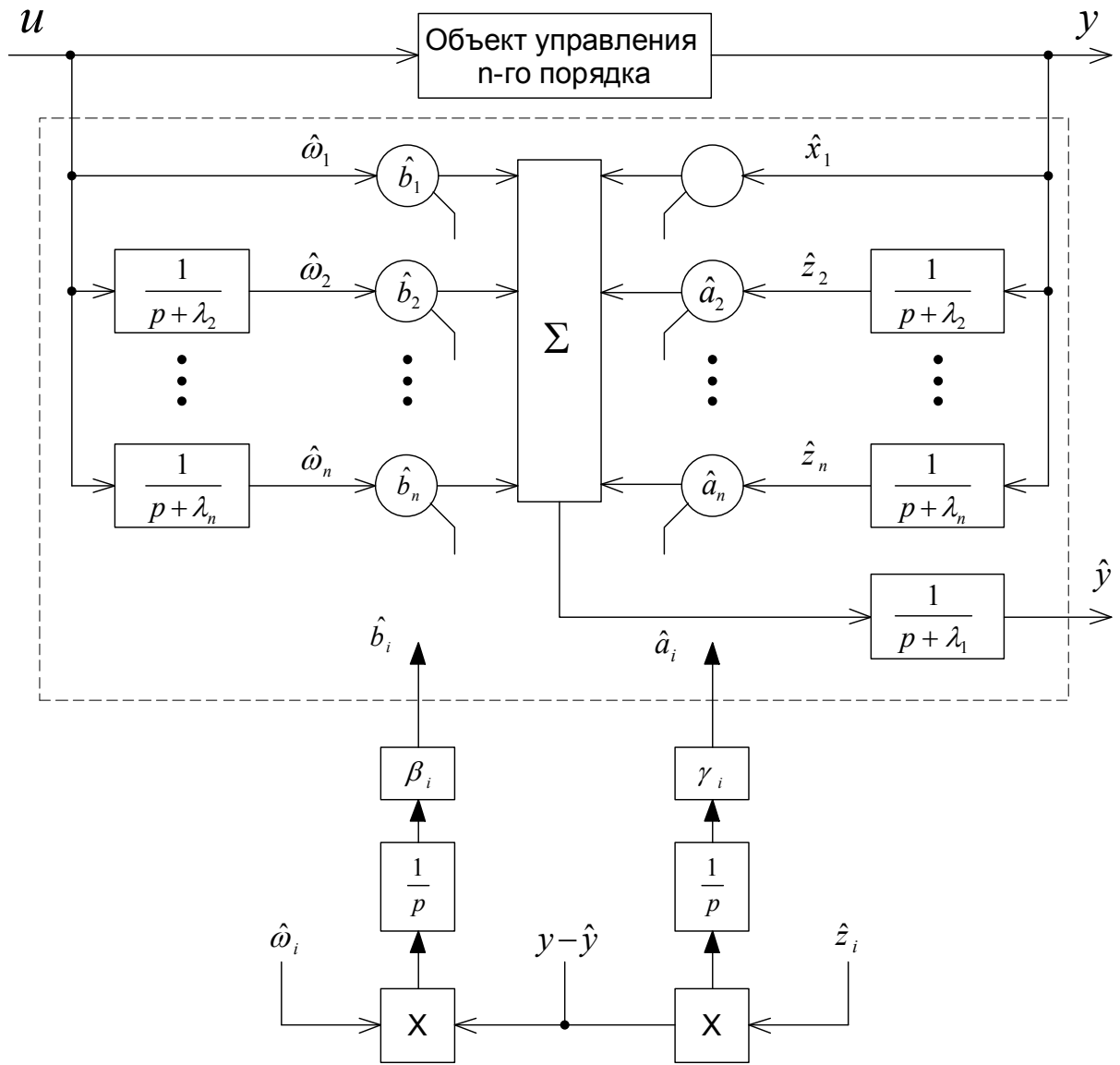


Рисунок 8.17 - структурная схема наблюдающего устройства

Уравнения, описывающие адаптивное наблюдательное устройство, имеют вид:

$$\left. \begin{aligned}
 \dot{\hat{w}}' &= \Lambda^T \hat{w}' + ru; \\
 \begin{bmatrix} \dot{\hat{y}} \\ \dot{\hat{z}} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \hat{a}' \\ r \\ \vdots \\ \Lambda^T \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} y \\ \hat{z} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \times [\hat{b}^T \hat{w} - \lambda_1 \hat{y}]; \\
 \dot{\hat{a}}_1 &= -\gamma_1 y \cdot \tilde{y}; \\
 \dot{\hat{b}}_1 &= -\beta_1 u \cdot \tilde{y}; \\
 \dot{\hat{a}}_i &= -\gamma_i \hat{z}_i \cdot \tilde{y}; \\
 \dot{\hat{b}}_i &= -\beta_i \hat{\omega}_i \cdot \tilde{y}; \\
 &(i = 2, \dots, n)
 \end{aligned} \right\} \quad (8.56)$$

где $r = [1 \ 1 \ \dots \ 1]^T$; $\lambda_1 > 0$; $\hat{y} = \hat{y} - \hat{y}$; $\hat{w} = [u \hat{w}'^T]^T$; \hat{w}', \hat{z} - $(n-1)$ -мерные векторы промежуточных переменных наблюдающего устройства;

$\hat{w}' = [\hat{\omega}_2 \dots \hat{\omega}_n]^T$; $\hat{z} = [\hat{z}_2 \dots \hat{z}_n]^T$; $\gamma_i > 0$; $\beta_i > 0$; $(i = 1, \dots, n)$ - коэффициенты усиления цепей адаптации, предназначенных для настройки параметров \hat{a}_i и \hat{b}_i .

Выбором коэффициентов γ_i и β_i производится оптимизация процесса идентификации параметров объекта. Параметры \hat{a}, \hat{b} являются оценками параметров a, b уравнения (8.55). Оценка составляющих вектора состояния $\hat{x} = [y \hat{a}_2 \hat{z}_2 + \hat{b}_2 \hat{\omega}_2 \dots \hat{a}_n \hat{z}_n + \hat{b}_n \hat{\omega}_n]^T = [y \hat{x}'^T]^T$ производится после селективного суммирования пар $\hat{a}_i \hat{z}_i$ и $\hat{b}_i \hat{\omega}_i$ в сумматоре наблюдающего устройства.

Поскольку наблюдающие устройства являются замкнутыми нелинейными системами, проверку их устойчивости производят прямыми методами Ляпунова.

8.11 Эталонные модели в бесперисковых адаптивных системах управления

Важное место среди бесперисковых СНС занимают системы с эталонной моделью.

Применение моделей при построении СНС позволяют решить ряд важных задач:

Осуществить более простыми средствами желаемую оптимизацию управляемого процесса, в том числе реализацию нелинейного закона управления;

Обеспечить быстрдействие самонастройки при линейном и нелинейном объектах и нестационарности их параметров;

Обеспечить более простую реализацию за счет подстройки модели вместо подстройки основной системы при существенно изменяющихся характеристиках входных сигналов.

По способу достижения эффекта самонастройки системы с моделью можно разделить на СНС с сигнальной (пассивной) и параметрической (активной) настройкой. В системах первой группы эффект самонастройки достигается без изменения параметров управляющего устройства с помощью компенсирующих сигналов. Простейшими из них являются системы с большим коэффициентом усиления и глубокой отрицательной обратной связью.

Такой эффект может быть достигнут не только непосредственным повышением коэффициента усиления, но также косвенным путем на основе создания так называемых скользящих режимов в релейных АСУ и системах с переменной структурой. Системы с эталонной моделью и сигнальной настройкой имеют достаточно простое конструктивное

решение, но обеспечивают приемлемое качество управления лишь в ограниченном диапазоне изменения параметров объекта.

В СНС второй группы эффект самонастройки достигается с помощью изменения параметров управляющего устройства. Эти системы более универсальны, чем СНС с сигнальной настройкой, но сложнее в исполнении.

Эталонные модели в той или иной форме используются в большинстве беспоисковых адаптивных СУ ЭП. В качестве таких моделей могут быть применены:

Модели замкнутой или разомкнутой системы;

Модели части системы, в которой находятся нестационарные параметры;

Могут быть заданы определённые величины, являющиеся эталоном для конкретных условий работы нестационарной системы.

В некоторых случаях модель может быть задана не в явной форме, но её присутствие предопределяет работу беспоисковой адаптивной системы.

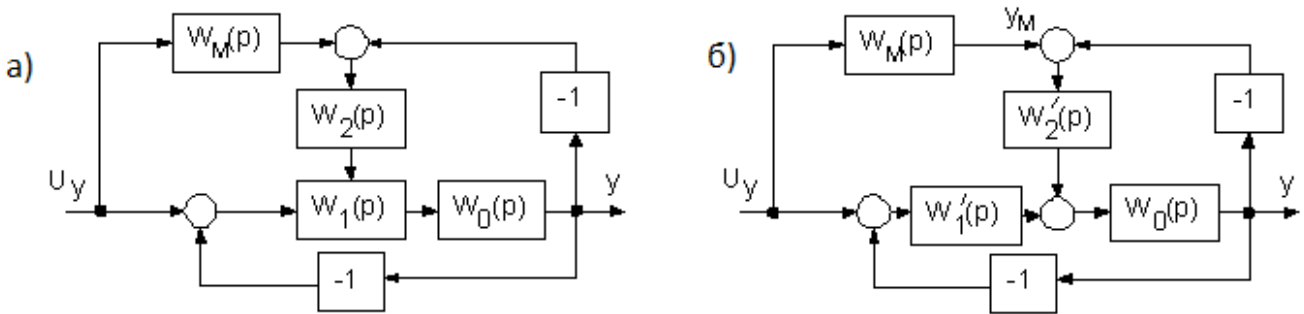


Рисунок 8.18 – Беспоисковая система с эталонными моделями

Разновидности беспоисковых систем, в которых эталонные модели присутствуют в явном виде, получили название систем с эталонными моделями. Простейшие структурные схемы таких систем показаны на рисунке. Сигнал u_m на входе эталонной модели, имеющей передаточную функцию $W_M(p)$, сравнивается с сигналом y на выходе системы. По разности этих сигналов выбирается корректирующее воздействие на систему. В первом случае (рисунок 8.18,а) вслед за измерением параметров объекта $W_0(p)$ изменяются параметры корректирующего звена $W_1(p)$. Во втором случае (рисунок 8.18,б) формируется добавочный сигнал, параметры звена $W^1(p)$ остаются неизменными. Синтез звеньев $W_2(p), W^1_2(p)$ производится в соответствии с требуемым качеством работы самонастраивающейся системы.

В процессе функционирования системы параметры эталонной модели не изменяются и соответствуют значениям, при которых ПП в модели близки к желаемым ПП в системе управления. Возможность использования самонастройки без изменения параметров корректирующего звена (рисунок 8.18,б), получивший название сигнальной самонастройки, следует из анализа ПФ самонастраивающейся системы.

$$W(p) = \frac{y}{U_y} = \frac{W^1_1(p)W_0(p) + W^1_2(p)W_0(p)W_n(p)}{1 + W^1_1(p)W_0(p) + W^1_2(p)W_0(p)W_n(p)}. \quad (8.57)$$

Предположим для простоты, что $W^1_2(p) = K_2$ и $K_2 \rightarrow \infty$

Тогда передаточная функция системы $W(p)$ будет приближённо равна ПФ модели $W_n(p)$ независимо от изменений $W_0(p)$. Следовательно, при изменении параметров объекта в замкнутой системе динамические процессы по управлению будут стабилизированы.

В техническом выполнении такая система довольно проста, однако основным условием работы системы является условие малых отклонений параметров объекта от начальных значений. Это условие не является определяющим при выполнении системы по схеме рисунок 8.18,а.

Системы с эталонами весьма чувствительны к возмущающим воздействиям и помехам. Это объясняется тем, что модель выполняется ориентируемой на определённое воздействие, например на управляющее, и все иные воздействия могут исказить процесс самонастройки. Возникает в таком случае необходимость сигнальной избирательности в работе системы либо необходимость использования весьма сложных эталонных моделей.

8.12 Адаптивные системы управления со стабилизацией частотных и временных характеристик

Адаптивные АСУ ЭП со стабилизацией частотных характеристик могут быть весьма эффективными, если имеются полные сведения о природе нестационарных свойств объекта управления, об их влиянии на параметры системы. Необходимость в идентификации объекта или системы в большом диапазоне частот часто не возникает из-за достаточно ясных влияний имеющихся параметров объекта на частотные свойства системы. Можно, например, ограничиться информацией о характеристиках системы при одной, двух частотах и на основании этой информации вводить коррективы в характеристики системы в требуемом диапазоне частот. Определением для такого подхода является и то, что при построении систем стремятся к формированию типовых динамических характеристик, вид которых заранее predetermined и хорошо увязан с изменяющимися параметрами объекта. Аппаратурные затраты для выполнения контуров самонастройки в этом случае невелики по сравнению с затратами на основную часть системы управления.

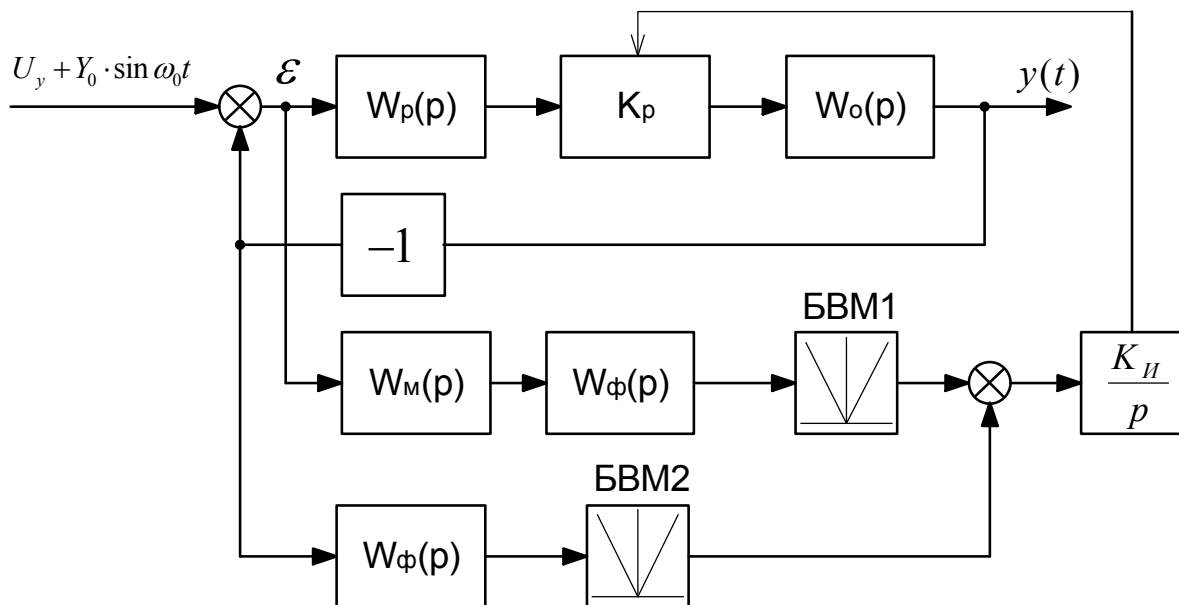


Рисунок 8.19 – Система самонастраивающаяся по значению амплитудной характеристики на ω_{cp}

Рассмотрим в качестве примера систему, самонастраивающуюся по значению амплитудой характеристики на частоте среза ω_{cp} (рисунок 8.19). Вместе с полезным сигналом управления U_y на вход системы подаётся тестовый сигнал $U_0 \cdot \sin \omega_0 t$; частота

$\omega_0 = \omega_{CP}$. При изменении параметров объекта, например передаточного коэффициента, в системе происходит перенастройка коэффициента регулятора K_p таким образом, чтобы положение типовой частотной характеристики разомкнутой системы не изменялось. С этой целью в систему введены: модель разомкнутой системы с ПФ $W_m(p)$; узкополосные фильтры $\omega_0 - W_\phi(p)$; блоки вычисления модуля БВМ1 и БВМ2; сумматор и регулятор контура самонастройки в виде интегратора с передаточным коэффициентом K_i . ПФ регулятора основной части системы $K_p W_p(p)$ выбирается из заданных требований к качеству ПП в системе при некоторых средних параметрах объекта. Если увеличивается передаточный коэффициент объекта за счёт изменения момента инерции механизма J или постоянной двигателя C^1_d , то сигнал на выходе БВМ2 будет превышать сигнал на выходе БВМ1 и за счёт образовавшегося разностного сигнала будет равен нулю.

Аналогично можно выполнить контроль частотной характеристики разомкнутой системы в двух, трёх и большем числе точек. Сложность реализации таких систем заключается в необходимости применения узкополосных фильтров для каждой из этих частот либо в необходимости дополнительно производить перенастройку узкополосного фильтра в соответствии с изменяющейся частотой тестового сигнала. В простейшем случае при наличии только одной частоты эталонная модель может быть представлена передаточным коэффициентом, в частности при частоте среза $W_m(p)=1$.

Если происходит существенная деформация АЧХ объекта, то при использовании рассмотренного выше метода можно вводить самонастройку по нескольким параметрам регулятора. Возможно также выполнение самонастраивающихся с контролем амплитудных и фазовых либо только ФЧХ.

В самонастраивающихся системах, основанных на стабилизации временных характеристик, могут быть использованы приёмы определения импульсной переходной функции, изложенные в параграфе 1.

Адаптивная система структурно выполняется аналогично схеме рисунок 8.19, но сигнал на изменение параметров регулятора вырабатывается на основании оценки импульсной переходной функции и соответствующих характеристик, получаемых по этой оценке. Например, оценивая соотношение положительных и отрицательных площадей, ограниченных импульсной переходной функцией, можно судить о степени демпфирования замкнутой системы управления. В связи с тем, что для оценки импульсной переходной характеристики и формирования управляющего сигнала на изменение параметров регуляторов необходимо определённое для данной системы время, применение такой самонастраивающейся системы возможно в тех случаях, когда время изменения параметров системы ЭП значительно больше времени ПП в контуре самонастройки.

8.13 Адаптивные системы управления, построенные на сравнении высокочастотных и низкочастотных составляющих сигналов

Важным преимуществом адаптивных систем, построенных на сравнении высокочастотных и низкочастотных составляющих сигналов, является то, что не требуется вводить тестовые сигналы. Возбуждение системы происходит за счёт естественных воздействий по каналам управления, возмущений и помех. Также адаптивные системы находят применение в тех случаях, когда требуемое качество управления нестационарным объектом может быть обеспечено путём изменения передаточного коэффициента системы. Принцип построения адаптивной системы рассмотрим на примере следящей системы электропривода, структурная схема которой показана на рисунке 8.20.

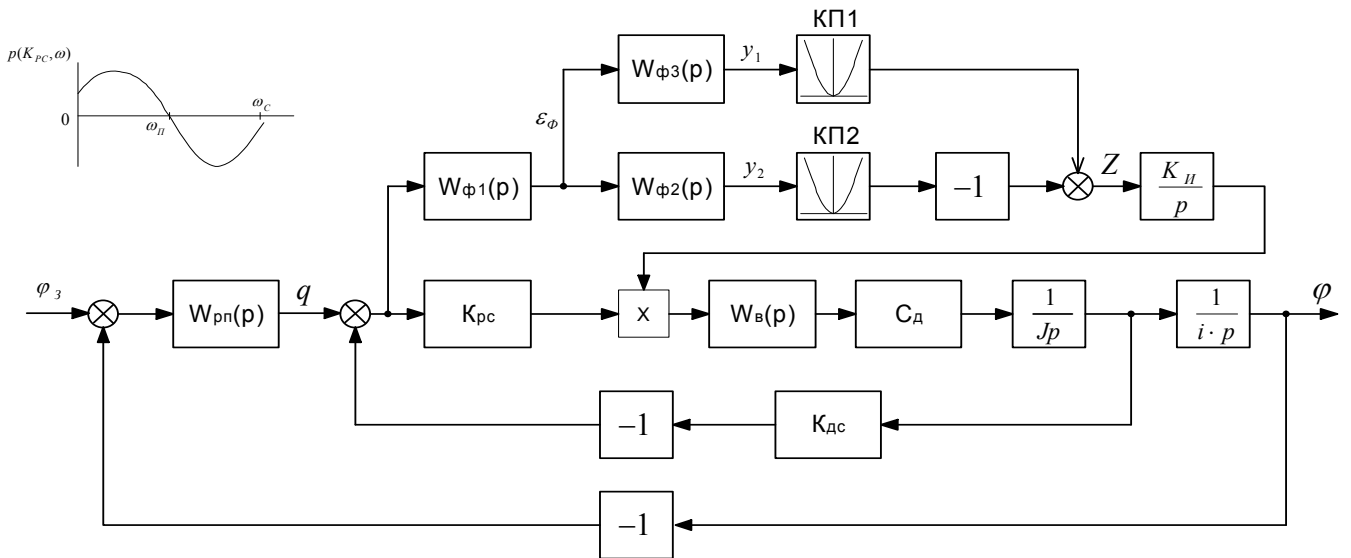


Рисунок 8.20 – Адаптивная система управления на сравнении высокочастотных и низкочастотных составляющих сигналов

Основная часть системы представляет собой трехконтурную систему с обратными связями по току, скорости и положению. Контур самонастройки включен в контур регулирования скорости и автоматически стабилизирует динамические свойства последнего при непрограммируемых изменениях момента инерции электропривода. Выполняется это путем стабилизации соотношения энергии низкочастотной и высокочастотной составляющих сигнала ошибки скорости $\varepsilon\omega$ за счет соответствующего изменения передаточного коэффициента регулятора скорости $k_{p.c.}$. Предполагается, что контур регулирования скорости возбуждается случайным сигналом q со спектральной плотностью $S_q(\omega)$ и ошибка контура $\varepsilon\omega$ также случайная величина.

Рассматривая основную часть системы управления линейной и квазистационарной, среднее значение квадрата ошибки $\varepsilon^2\omega$ (двумя чертами сверху обозначается среднее значение величины) определим из выражения:

$$\varepsilon^2\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{1}{1+W_\omega(j\omega)} \right|^2 S_q(\omega) d\omega \quad (8.58)$$

где $W_\omega(j\omega)$ - передаточная функция разомкнутого контура регулирования скорости.

При изменении передаточного коэффициента РС $k_{p.c.}$ происходит изменение $\varepsilon^2\omega$.

Связь этих параметров может быть установлена через частную производную $\varepsilon^2\omega$ по $k_{p.c.}$:

$$\frac{\partial \varepsilon^2\omega}{\partial k_{p.c.}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_q(\omega) \frac{\partial E^2(k_{p.c.}, \omega)}{\partial k_{p.c.}} d\omega \quad (8.59)$$

$$\text{где } E^2(k_{p.c.}, \omega) = \left| \frac{1}{1 + W_\omega(j\omega)} \right|^2.$$

Частная производная $\partial E^2(k_{p.c.}, \omega) / \partial k_{p.c.}$ может быть представлена в следующем виде:

$$\frac{\partial E^2(k_{p.c.}, \omega)}{\partial k_{p.c.}} = -2E^2(k_{p.c.}, \omega) p(k_{p.c.}, \omega) \quad (8.60)$$

где $p(k_{p.c.}, \omega)$ - вещественная частотная характеристика, соответствующая передаточной функции $W_{\omega 3}(p) = W_\omega(p) / [1 + W_\omega(p)]$

Выразив спектральную плотность ошибки $\varepsilon\omega$ через спектральную плотность сигнала q в виде:

$$S_{\varepsilon\omega} = \left| \frac{1}{1 + W_\omega(j\omega)} \right|^2 S_q(\omega) \quad (8.61)$$

можно записать выражение в следующем виде:

$$\frac{\partial \varepsilon\omega}{\partial k_{p.c.}} = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\varepsilon\omega}(\omega) p(k_{p.c.}, \omega) d\omega \quad (8.62)$$

Производная $\partial E^2(k_{p.c.}, \omega) / \partial k_{p.c.}$ может быть положительной, отрицательной и равной нулю в зависимости от знака под интегральной функции. Знак же этот главным образом определяется видом вещественной частотной характеристики $p(k_{p.c.}, \omega)$. Характеристика $p(k_{p.c.}, \omega)$ имеет положительную и отрицательную части (рисунок 8.20) соответственно в диапазонах частот и $\omega_n < \omega < \omega_c$, где частоты ω_n и ω_c определяют интервал положительности и интервал существенных частот системы. Изменяя $k_{p.c.}$, можно изменять соотношения положительных и отрицательных площадей вещественной частотной характеристики и влиять на ход переходных процессов в системе. Можно подобрать такое значение $k_{p.c.} = k_0$, при котором площади будут равны и $\frac{\partial \varepsilon\omega}{\partial k_{p.c.}} = 0$. При этом в системе будет существовать баланс низкочастотной ($0 < \omega < \omega_n$) и высокочастотной ($\omega_n < \omega < \omega_c$) составляющих ошибки. Разделение сигнала ошибки по спектральным областям выполняется фильтрами низких и высоких частот, имеющими передаточные функции соответственно $W_{\phi 2}(p)$ и $W_{\phi 3}(p)$. В качестве таких фильтров могут использоваться фильтры первого и второго порядков. В частности, для фильтров первого порядка имеем:

$$W_{\phi 2}(p) = k_{\phi 2} \frac{1}{T_\phi p + 1}; \quad W_{\phi 3}(p) = k_{\phi 3} \frac{T_\phi p}{T_\phi p + 1} \quad (8.63)$$

где T_ϕ - постоянная времени фильтра, $T_\phi = 1 / \omega_n$.

Для того чтобы обеспечить вариацию желаемых динамических характеристик основной части системы, в контур самонастройки вводится фильтр с передаточной функцией $W_{\phi 1}(p)$. Тогда в системе обеспечивается условие $\frac{\partial \varepsilon}{\partial k_{p.c.}} = 0$, а вид вещественной частотной характеристики основной части системы может изменяться в зависимости от соответствующих изменений частотной характеристики фильтра $W_{\phi 1}(j\omega)$

Спектральная плотность ошибки $\varepsilon\omega$ равна:

$$S_{\varepsilon\omega}(\omega) = |W_{\phi 1}(j\omega)|^2 S_{\varepsilon\omega}(\omega) \quad (8.64)$$

Имея это в виду и разделяя в характеристике $p(k_{p.c.}, \omega)$ положительные и отрицательные значения в областях частот $(0 < \omega < \omega_n)$ и $(\omega_n < \omega < \omega_c)$ можно записать:

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial k_{p.c.}} = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\varepsilon\phi}(\omega) p(k_{p.c.}, \omega) d\omega = -\frac{2}{\pi} \int_0^{\omega_n} S_{\varepsilon\phi}(\omega) p(k_{p.c.}, \omega) d\omega + \frac{2}{\pi} \int_{\omega_n}^{\omega_c} S_{\varepsilon\phi}(\omega) p(k_{p.c.}, \omega) d\omega \quad (8.65)$$

Формирование алгоритма самонастройки выполняется на основании синтеза градиента, в соответствии с которым скорость перенастройки параметра принимается пропорциональной частной производной от выбранного критерия качества по этому параметру:

$$\frac{dk_{p.c.}}{dt} = -\gamma \frac{\partial \varepsilon}{\partial k_{p.c.}}, \quad (8.66)$$

где γ - коэффициент пропорциональности при поиске экстремума.

С учетом (8.65) алгоритм самонастройки определяется выражением:

$$\frac{dk_{p.c.}}{dt} = \frac{2\gamma}{\pi} \int_0^{\omega_n} S_{\varepsilon\phi}(\omega) p(k_{p.c.}, \omega) d\omega - \frac{2\gamma}{\pi} \int_{\omega_n}^{\omega_c} S_{\varepsilon\phi}(\omega) p(k_{p.c.}, \omega) d\omega \quad (8.67)$$

Интегралы в выражении определяют энергию высокочастотных и низкочастотных составляющих сигнала $\varepsilon\phi$.

В соответствии с алгоритмом реализация контура самонастройки сводится к разделению сигнала $\varepsilon\phi$ на сигналы y_1 и y_2 по спектральным областям $0--\omega_n$ и $\omega_n--\omega_c$

и сравнению энергии этих сигналов. В соответствии с энергетической формой интеграла Фурье полная энергия сигналов $y_1(t)$ и $y_2(t)$ определяется выражениями:

$$\int_{-\infty}^{\infty} y_1^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |Y_1(j\omega)|^2 d\omega \quad (8.68)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} y_2^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |Y_2(j\omega)|^2 d\omega \quad (8.69)$$

где $Y_1(j\omega)$ и $Y_2(j\omega)$ - преобразование Фурье для сигналов $y_1(t)$ и $y_2(t)$;

$$Y_1(j\omega) = W_{\phi 2}(j\omega) \varepsilon \Phi(j\omega);$$

$$Y_2(j\omega) = W_{\phi 3}(j\omega) \varepsilon \Phi(j\omega);$$

а $|Y_1(j\omega)|^2$ и $|Y_2(j\omega)|^2$ - распределение энергии сигналов по частотам.

Оценка энергии сигналов в соответствие с этими интегралами должна производиться на больших интервалах времени, что неприемлемо для быстродействующих самонастраивающихся систем управления. В контуре самонастройки происходит сравнение сигналов непрерывно по текущему спектру, что фактически соответствует сравнению их мгновенных мощностей. Сигналы $y_1(t)$ и $y_2(t)$ поступающие с фильтров низких и высоких частот, преобразуются в квадратичных преобразователях КП1 и КП2 (рисунок 8.20) в сигналы $y_1^2(t)$ и $y_2^2(t)$, которые несут в себе информацию о мгновенных мощностях. Разностный сигнал Z на входе интегратора пропорционален разности мгновенных мощностей сигналов. На выходе интегратора формируется сигнал Z для изменения передаточного коэффициента регулятора скорости $k_{p.c.} = k'_{p.c.} Z$, где $k'_{p.c.}$ - некоторая неизменяемая часть коэффициента.

Расчет передаточного коэффициента интегратора k_u производится из условия обеспечения устойчивости контура самонастройки и зависит также от спектрального состава сигнала ошибки $\varepsilon\omega$.

Фильтр с передаточной функцией $W_{\phi 1}(p)$, кроме формирования желаемой вещественной частотной характеристики, исключает из сигнала ошибки $\varepsilon\omega$. Постоянную составляющую.

8.14 Адаптивные системы управления с наблюдающим устройством идентификации

Рассмотрим применение адаптивного наблюдающего устройства идентификации в самонастраивающейся следящей системе. В электроприводе происходят непрограммируемые изменения момента инерции. Для простоты считаем, что в замкнутой следящей системе обратной связью по ЭДС двигателя можно пренебречь и момент сопротивления остается постоянным.

В качестве управляющего воздействия на нестационарную часть объекта рассматривается ток двигателя, а в качестве выходной координаты скорость двигателя. Неизвестная линейная часть объекта имеет передаточную функцию:

$$W(p) = \frac{y}{u} = \frac{c'_o}{Jp} = \frac{b}{p},$$

где, обозначением координат объекта, принято: $y = \omega; u = \dot{i}_a$.

Идентификации подлежит параметр $b = c'_o / J$.

Структурная схема наблюдающего устройства, для объекта первого порядка, показана на рисунок 8.21, а.

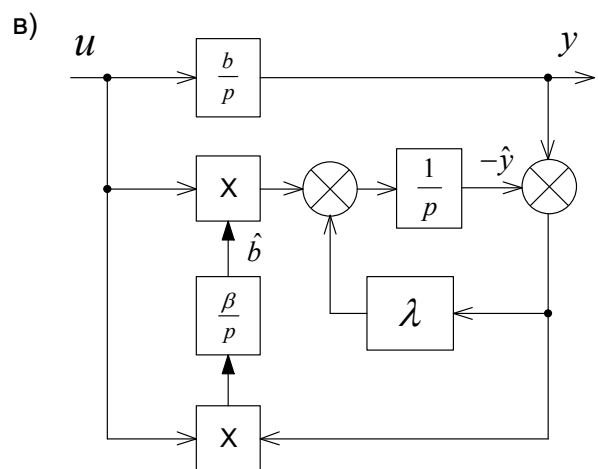
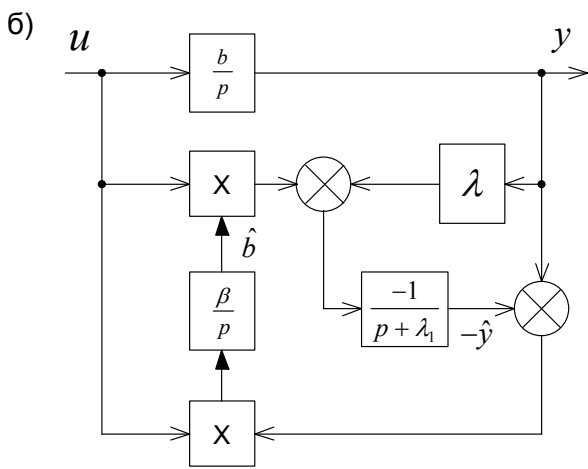
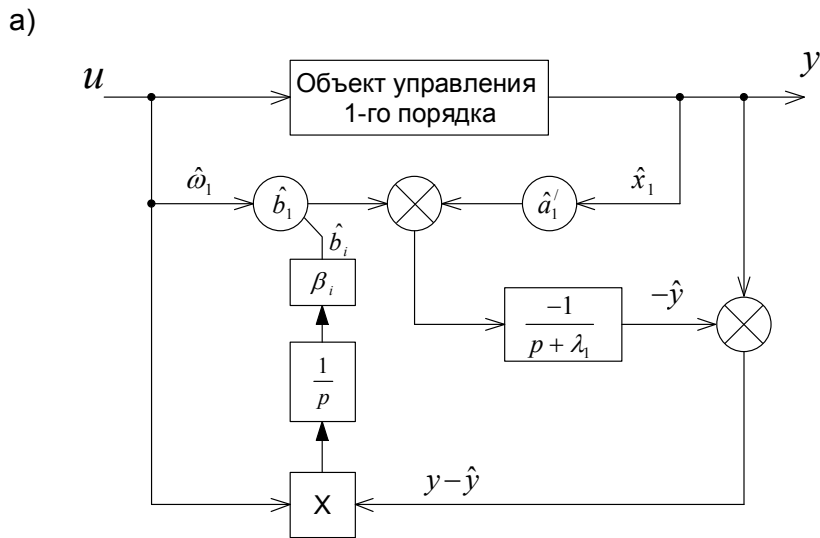


Рисунок 8.21 – Структурная схема наблюдающего устройства

Имеем

$$\begin{aligned}
 b_1 &= b; \hat{b}_1 = \hat{b}; \\
 a_1 &= a_2 = \dots = 0; \\
 \hat{a}_1 &= a_1 + \lambda_1 = 0 + \lambda_1 = \lambda; \\
 \beta_1 &= \beta.
 \end{aligned}
 \tag{8.70}$$

С учетом равенств представим структурную схему наблюдающего устройства в виде рисунка 8.21, б, и, выполнив ее преобразования, получим в окончательном виде схему (рисунок 8.21, в).

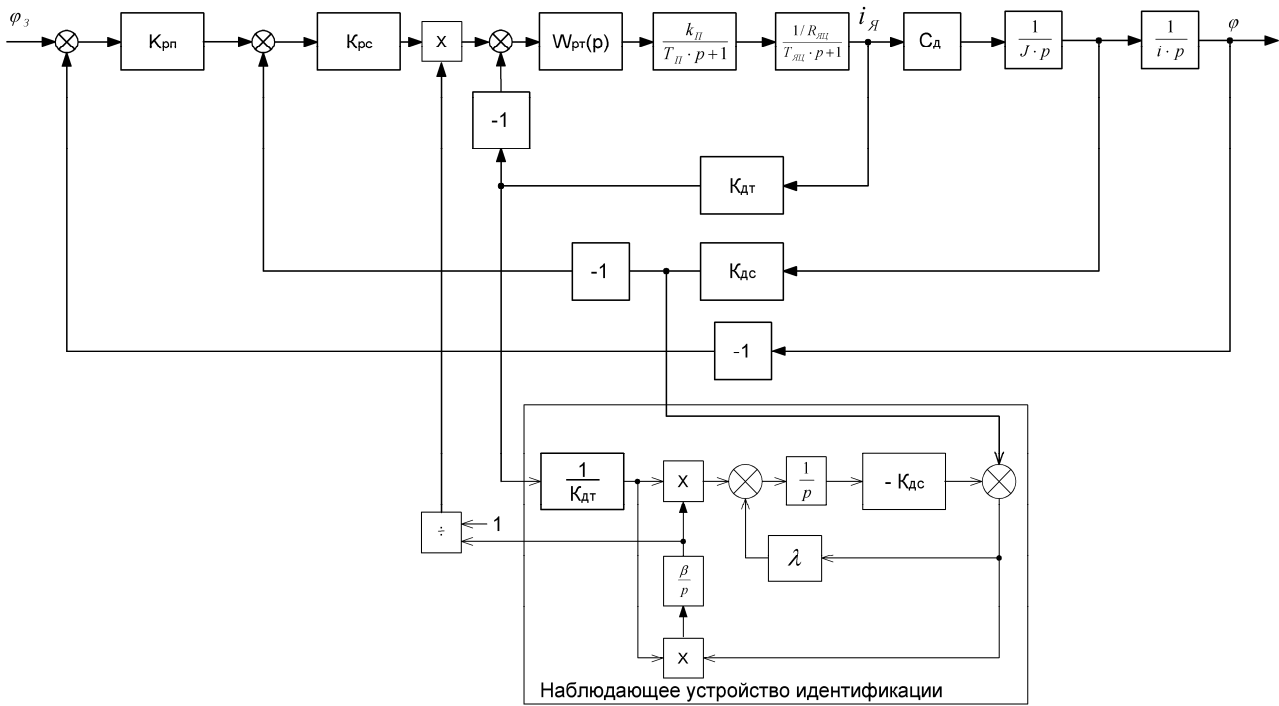


Рисунок 8.22 - Структурная схема адаптивной следящей системы с наблюдающим устройством идентификации параметра C'_o / J

Алгоритм работы наблюдающего устройства описывается уравнениями:

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\omega}}{dt} &= \left(\frac{\hat{C}'_o}{J} \right) i_{я} + \lambda k_{д.с} (\omega - \hat{\omega}); \\ \frac{d(\hat{C}'_o / J)}{dt} &= \beta k_{д.с} i_{я} (\omega - \hat{\omega}). \end{aligned} \quad (8.71)$$

Начальные условия: $\hat{\omega}(0) = 0; (\hat{C}'_o / J)(0) = 0$.

Если ввести обозначения $e = \omega - \hat{\omega}, v = C'_o / J - (\hat{C}'_o / J)$ и принять во внимание, что

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{C'_o}{J} i_{я}, \quad (8.72)$$

то алгоритм работы наблюдающего устройства в координатах e и v может быть описан уравнениями:

$$\begin{aligned} \frac{de}{dt} &= v i_{я} - \lambda k_{д.с} e, \\ \frac{dv}{dt} &= -\beta k_{д.с} i_{я} e. \end{aligned} \quad (8.73)$$

При этом принимаются начальные условия: $e(0) = 0, v(0) = C'_\delta / J$ и на основании гипотезы квазистационарности считается, что на временном интервале, соответствующем переходному процессу в наблюдающем устройстве, изменение параметра C'_δ / J отсутствует.

Устойчивость наблюдающего устройства при идентификации параметра \hat{C}'_δ / J может быть установлена на основании второго метода Ляпунова. Для проверки условия асимптотической устойчивости наблюдающего устройства рассматривается функция Ляпунова в виде положительно-определенной квадратичной формы ошибки e и параметра v :

$$V = \frac{1}{2} e^2 + \frac{1}{2} \frac{1}{\beta k_{\delta,c}} v^2. \quad (8.74)$$

Полная производная функции V по времени:

$$\frac{dV}{dt} = -\lambda k_{\delta,c} e^2. \quad (8.75)$$

Так как λ не равно нулю, то очевидно тождественное равенство нулю параметра v . Следовательно, функция dV/dt является отрицательно-определенной и при построении наблюдающего устройства величина $\hat{C}'_\delta / J(t)$ асимптотически приближается к параметру C'_δ / J .

Сходимость процесса оценки зависит от коэффициентов λ и β которые практически всегда могут быть выбраны из условия протекания в системе процесса оценки быстрее основного переходного процесса и из требований помехоустойчивости системы.

Оценка \hat{C}'_δ / J параметра C'_δ / J используется для настройки регулятора скорости, т. е. $k_{p,c}$. Выполнив стандартную настройку контура регулирования тока якоря на оптимум по модулю, передаточный коэффициент РС можно рассчитать по формуле

$$k_{p,c} = \frac{J k_{\delta,m}}{4T_{\mu 1} C'_\delta k_{\delta,c}}. \quad (8.76)$$

Разделяя $k_{p,c}$ на два сомножителя.

$$k_{p,c} = k'_{p,c} k''_{p,c}, \quad (8.77)$$

где $k'_{p,c} = k_{\delta,m} / (4T_{\mu 1} k_{\delta,c})$ — постоянная величина, а $k''_{p,c} = J / C'_\delta$ - переменная величина, можно П - регулятор скорости представить в виде последовательно соединенных звеньев: пропорционального с постоянным коэффициентом $k'_{p,c}$ и множительного. На один вход множительного звена поступает сигнал со звена с коэффициентом $k'_{p,c}$, а на второй вход — с наблюдающего устройства через блок деления БД (рисунок 8.22). Блок деления выполняет операцию $1/(\hat{C}'_\delta / J)$.

При непрограммируемых изменениях момента инерции электропривода адаптивная следящая система будет иметь практически постоянные динамические характеристики за счет соответствующего изменения передаточного коэффициента $k''_{p,c}$. Для иллюстрации этого на рисунке 8.23 показаны кривые переходных процессов в приращениях координат в контуре

регулирования скорости при разомкнутом контуре регулирования положения и ступенчатом изменении задания.

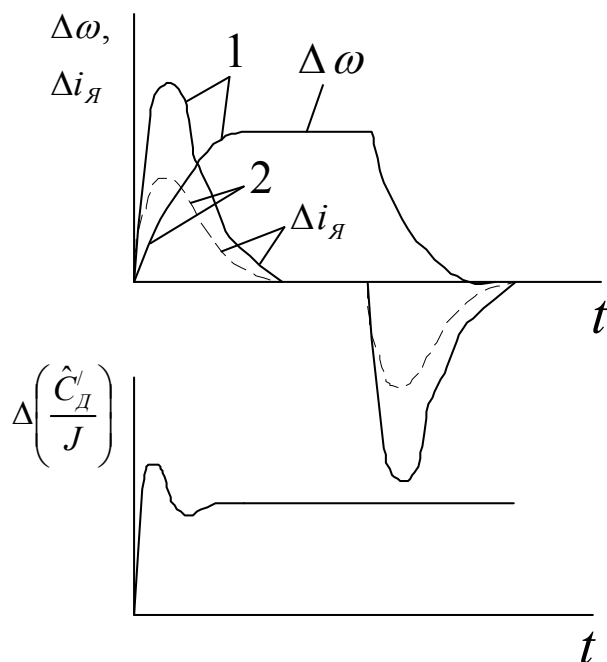


Рисунок 8.23 - Кривые переходных процессов в приращениях координат в контуре регулирования скорости.

Момент инерции для случая 1 в два раза больше, чем для случая 2. Переходные процессы по скорости для двух этих случаев практически одинаковы. Соответственно одинаковы и переходные процессы по положению в замкнутой следящей системе. Кривая $\Delta \hat{C}'_D / J(t)$ иллюстрирует переходный процесс в наблюдающем устройстве при ступенчатом изменении момента инерции ΔJ . Из кривых рисунка 8.23 видно, что процесс оценки C'_D / J происходит быстрее основного переходного процесса в системе.

В безредукторных следящих системах, работающих при малых скоростях двигателей постоянного тока, могут наблюдаться параметрические возмущения системы из-за непостоянства потока двигателя в пределах одного оборота. Идентификация C'_D совместно с $1/J$ создает возможность вводить параметрическую коррекцию в систему при периодических изменениях C'_D , так как $C'_D = C'_D \Phi$. Поток в рассматриваемом случае представляет собой сумму некоторой постоянной величины Φ_0 и периодической величины $\Phi_{\text{пер}}(t)$.

8.15 Система электропривода с регулятором скорости переменной структуры

Особенности построения регулятора скорости с переменной структурой

Получение высокого быстродействия в системе с ПИ-регулятором скорости при управляющем воздействии связано со значительным увеличением перерегулирования (до 43%), что для ряда механизмов нежелательно. Некоторого улучшения переходного процесса можно достичь, используя ПИ-регулятор скорости, конденсатор в цепи обратной связи которого шунтируется управляемым ключом. Управляемый ключ коммутируется в функции суммы сигналов задания и обратной связи по скорости. Недостатком такого РС является большое перерегулирование из-за

невозможности переключения структуры регулятора скорости с пропорциональной на пропорционально-интегральную при нулевой ошибке управления. Это обусловлено тем, что в статическом режиме выходное напряжение ПИ-регулятора скорости вследствие непрерывного интегрирования сигнала ошибки в реальной системе постоянно колеблется около нуля. Колебания нагрузки на валу машины сопровождается переходом выходного напряжения регулятор скорости через нуль. Переключение структуры РС при нулевой ошибке по скорости приведет к нарушению устойчивой системы, либо к статизму. Исходя из условий устойчивости, в данной системе момент переключения структуры с П на ПИ осуществляется в точке, соответствующей максимальному статизму при работе с пропорциональным регулятором. Включение конденсатора в данной точке при ненулевых начальных условиях сопровождается бросками напряжения в контуре РС, что уменьшает точность системы и затягивает переходной процесс. Уменьшение статизма ведет к увеличению коэффициента усиления регулятора скорости, что не всегда возможно по условиям устойчивости системы. У пропорционального регулятора скрести, обладающего большим коэффициентом усиления; незначительное рассогласование по скорости ведет к значительному увеличению абсолютной величины выходного напряжения регулятора, которое в момент переключения структуры прикладывается к конденсатору и вызывает ошибки в регулировании выходных координат электропривода.

Электропривод с регулятором скорости переменной структуры

Указанные выше недостатки могут быть устранены регулятором скорости, функциональная схема которого приведена на рисунке 8.24.

Регулятор скорости с переменной структурой (адаптивный) (рисунок 8.24) содержит ПИ-регулятор, блок контроля ошибки (БКО), три электронных ключа (К1, К2, К3), формирователь нулевого импульса по переднему фронту входного сигнала (ФИ), генератор тактовых импульсов (ГИ), D-триггер, T-триггер, сумматор и диод VD.

Принцип действия регулятора скорости заключается в следующем. В исходном состоянии на выходе Q T-триггера логический нуль, D-триггер по входу S заблокирован: на выходе Q - логическая единица, на Q- логический нуль, элемент И заблокирован и импульсы с выхода ГИ не поступают на тактовый С вход D - триггера, ключ К3 замкнут, ключи К1 и К2 разомкнуты и ко входу регулятора тока подключен выход ПИ-регулятора скорости.

При скачкообразном увеличении напряжения задания U_3 формирователь импульсов формирует нулевой импульс, который поступает на S вход T-триггера и переключает его в единичное состояние. Сигнал логической единицы поступает на элемент "И" и S вход D -триггера. На БКО поступает положительный выходной сигнал сумматора, по которому он переключается и на его выходе формируется отрицательный сигнал, соответствующий токовой уставке на время разгона машины. На вход D -триггера поступает сигнал логического нуля, который по заднему фронту тактового импульса переключает триггер в состояние логического нуля. На выходе Q формируется нулевой сигнал, размыкающий ключ К3, который отключает выход ПИ-регулятора скорости от входа регулятора тока, а сигнал логической единицы на выходе Q поступает на входы управления ключами К1 и К3, которые замыкаются. Ключ К1 шунтирует РС-цепь в обратной связи ПИ-регулятора скорости, обнуляя его, а ключ К2 подключает сигнал БКО к выходу регулятора скорости. Под воздействием выходного сигнала БКО происходит разгон машины постоянного тока до заданной скорости. При поступлении отрицательного сигнала, с сумматора на вход БКО на его выходе формируется сигнал логической единицы, который поступает на вход D -триггера и переключает его в состояние логической единицы. Сигнал логической единицы с Q -входа поступает на управляющий вход ключа К3 и подключает обнуленный ПИ-регулятор скорости ко входу регулятора тока, сигнал логического нуля с Q -входа поступает на ключи К1 и К2, которые при этом размыкаются. Переключение D -триггера по Q -входу; из единичного в нулевое состояние вызывает переключение T-триггера в нулевое состояние, при этом блокируется тактирующий С выход D-триггера, а сам D - триггер по S -входу асинхронно устанавливается в состояние логической единицы по входу Q. Регулятор скорости работает как ПИ регулятор к подготовлен к обработке скачков сигнала задания.

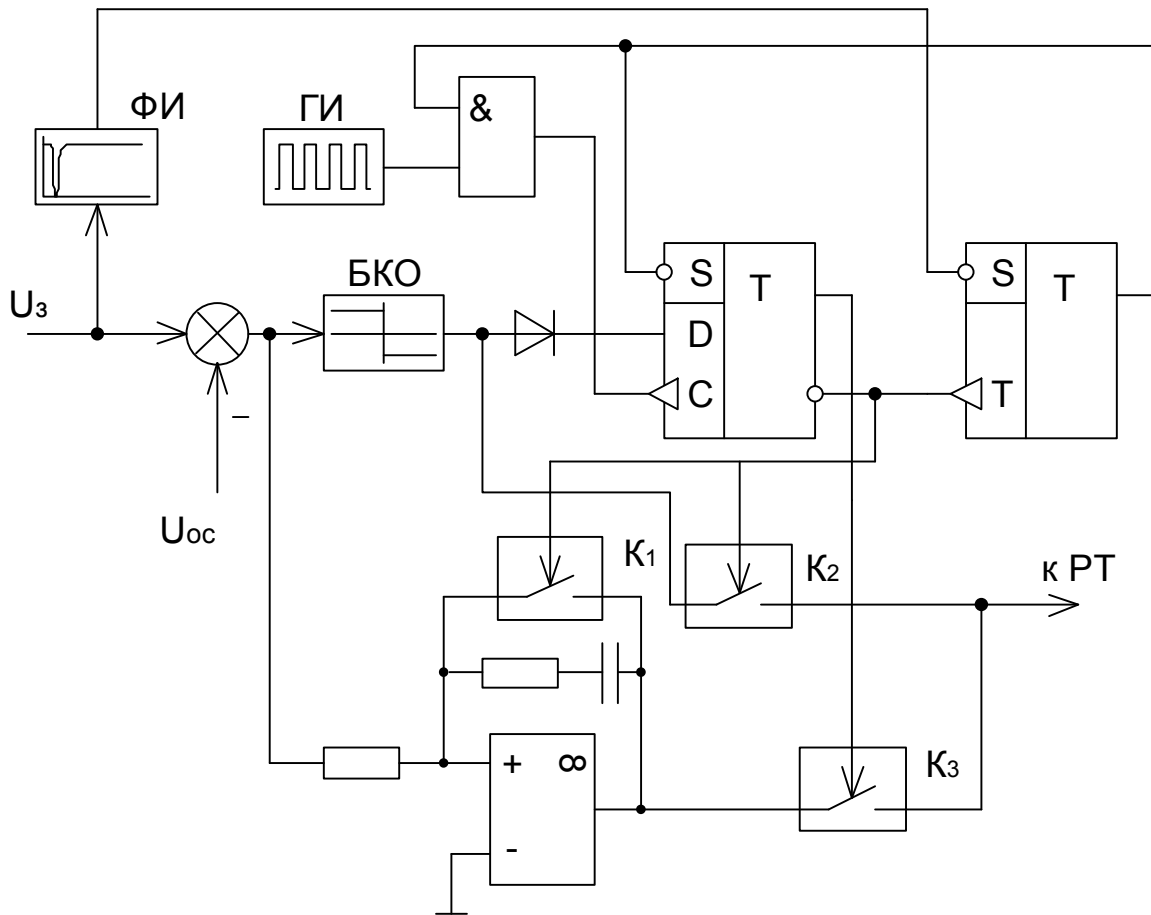


Рисунок 8.24 – Структурная схема РС с переменной структурой

Принцип работы регулятора с переключаемой структурой иллюстрируется диаграммой напряжений, приведенной на рисунке 8.25. Принципиальная схема регулятора скорости приведена на рисунке 8.26. Схема реализована на операционных усилителях D2, D3 (серия 551УД1Б), ключи K1, K2, K3 на оптронных устройствах (K249KH1A и K249KH2E). В качестве логических элементов использованы схемы 511ЛА5 и 5ПТВ1, транзисторы VT1, VT2, VT3, VT4, VT5. Для контроля срабатывания элементов схемы использованы светодиоды VD4, VD5, VD6 типа АЛ1102.

Принцип действия схемы заключается в следующем. В исходном состоянии схема работает по принципу подчиненного регулирования с ПИ-регулятором тока и скорости. При появлении задающего воздействия U_3 (рисунок 8.25,а) транзистор VT1 сформирует управляющий импульс, который перебрасывает триггер D4.2 в состояние логической "1" по входу S. Это состояние контролируется светодиодом VD6. Сигнал логической "1" с триггера D4.2 поступает на вход S- триггера D4.1, что разрешает работу триггера D4.1. При положительной ошибке регулирования выходной сигнал операционного усилителя D2 отрицателен; поэтому из вход J -триггера D4.1 поступает сигнал логического "0", а на вход K логическая "1", Триггер D4.1 находится в состоянии логического "0", а на его инверсном выходе сигнал логической "1", который поступает на базу транзистора VT2 и коммутирует ключ K1. Светодиод контролирует работу ключа K1. Ко входу регулятора тока (PT) через ключ K1 подключен выход операционного усилителя D2. Транзистор представляет собой эмиттерный повторитель, эмиттер которого является выходом регулятора скорости (РС). Ключ K1 закорачивает конденсатор и резистор в цепи обратной связи РС. Следовательно разгон электропривода происходит под действием выходного напряжения операционного усилителя IO.

При достижении заданной скорости W_3 (рисунок 8.25) электропривода знак напряжения на выходе операционного усилителя меняется на противоположный (положительный). Триггер D4.1, с

приходом очередного импульса с генератора прямоугольных импульсов D1.2-3 переключается в состояние логической "1". При этом сигнал логического "0" по инверсному выходу триггера воздействует на управляющую цепь ключа KI, что приводит к подключению конденсатора и резистора в цепи обратной связи РС и подключению выхода РС через эмиттерный повторитель к РТ. Переключение триггера D4.1 по инверсному выходу из логической "1" в логический "0" приводит к переключению триггера D4.2 в нулевое состояние. Сигнал логического "0" триггера D4.2 блокирует выход генератора импульсов D1.1 и асинхронно устанавливает триггер D4.1 в состояние логической "1". Система далее начинает работать по принципу подчиненного регулирования с ПИ-РС и РТ.

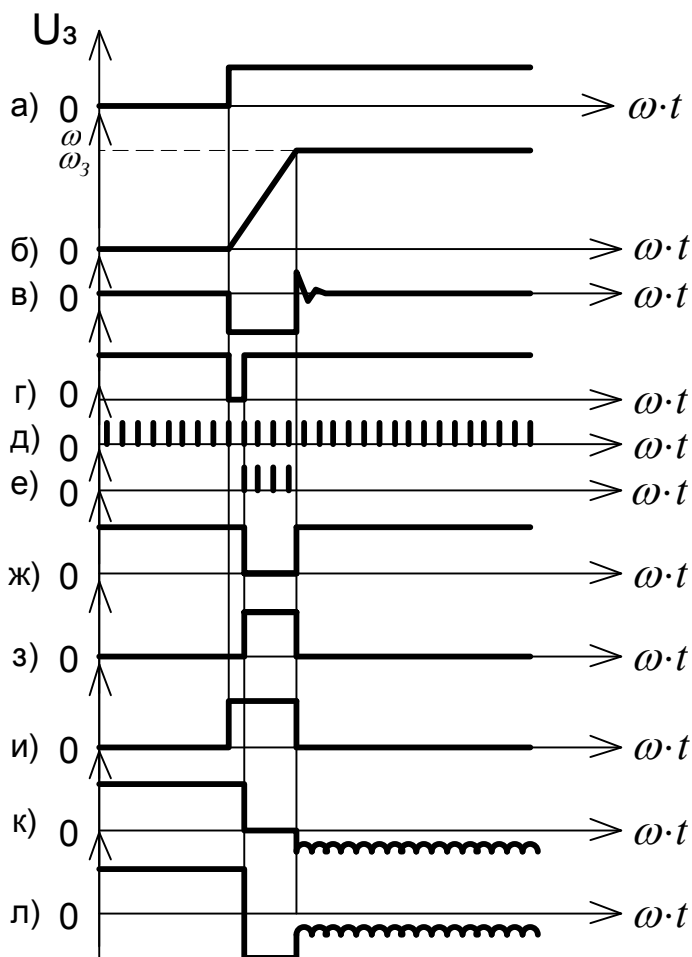


Рисунок 8.25 – Диаграмма напряжений РС с переменной структурой

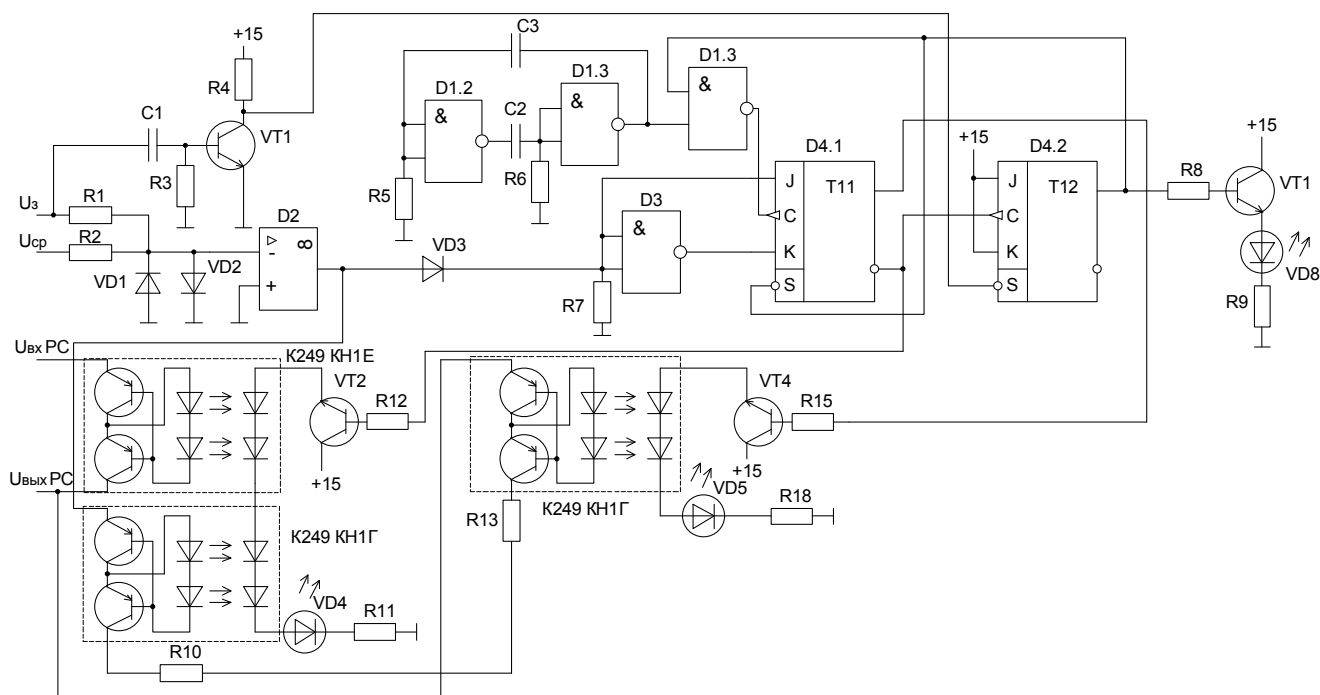


Рисунок 8.26 – Принципиальная схема РС с переменной структурой

Разработанная схема электропривода с регулятором скорости переменной структуры исследована в лабораторных и производственных условиях. Сравнительной оценке подвергалась система с обычными ПИ-регуляторами скорости и тока и система с регулятором скорости переменной структуры и ПИ-регулятором тока. Система электропривода содержала машину постоянного тока мощностью -1,6 кВт с параметрами: $U_n=220$ В, $I_n=8$ А, $W_n=157$ 1/с, тиристорный преобразователь, выполненный по однофазной мостовой полууправляемой схеме с обратными связями по току и скорости. Запись переходных процессов осуществлялась на фотобумагу с помощью светолучевого осциллографа типа К-117. Сравнительный анализ полученных результатов показывает, что время переходных процессов и перерегулирование в системе с регулятором скорости переменной структуры значительно уменьшилось. Кроме этого в процессе пуска на холостом ходу исчез провал тока, т.к. система сразу выходит на установившееся значение тока. При пуске электропривода на более высокую скорость (1200 об/мин) результаты аналогичны. Результат моделирования системы электропривода с регулятором скорости переменной структуры на ЦВМ ЕС-1022 и результаты исследований полностью подтвердились. Разработанную систему электропривода целесообразно использовать для механизмов с частыми пусками, где качество выпускаемого продукта зависит от динамических свойств системы.

8.16 Электропривод постоянного тока с адаптивным регулятором тока

Построение параметрической системы тиристорного электропривода постоянного тока

Для разрешения возникающих трудностей при получении оптимальных форм переходных процессов и их стабильности необходимо создание наиболее полной математической модели электропривода. Однако, создание математической модели осложняется тем, что электропривод может работать как в режиме непрерывного тока, так и в режиме прерывистого.

В режиме непрерывного тока уравнение электрического равновесия цепи ТП-МПП независимого возбуждении запишем в следующем виде:

$$I_{я} R_{я\Sigma} + L_{я} \frac{dI_{я}}{dt} + E_M = K_{II} U_c \cos \alpha - \Delta E, \quad (8.78)$$

где U_c – напряжение питающей сети;

ΔE – падение напряжения на тиристорах;

α – угол отпирания тиристорov;

$L_{я}$ – суммарная индуктивность силовой цепи.

Уравнение механического равновесия:

$$M = M_C + J \frac{d\omega}{dt}. \quad (8.79)$$

Система уравнений (8.78) и (8.79) с учетом выражения момента $M=CI_{я}$ полностью определяет динамику привода в области непрерывных токов.

В режиме прерывистого тока работа электропривода описывается двумя нелинейными уравнениями. В интервале тока, когда $I_{я} > 0$:

$$I_{я} R_{я\Sigma} + L_{я} \frac{dI_{я}}{dt} + C\omega = E_M \sin(\omega t + \alpha), \quad (8.80)$$

$$CI_{я} - M_C = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (8.81)$$

Выражение (8.81) справедливо при $I > 0$. В бестоковом интервале остается одно уравнение:

$$M = T_M \frac{d\omega}{dt}. \quad (8.82)$$

Ток и момент имеют вид импульсной функции с постоянным периодом

$$T = 2\pi / m.$$

В области прерывистых токов электромеханические характеристики имеют значительно больший наклон, чем в области непрерывных токов. В результате, при малых изменениях нагрузки, имеет место большое изменение частоты вращения машины. С регулировочной точки зрения это говорит о значительном уменьшении статического коэффициента усиления выпрямителя, поэтому при переходе в режим прерывистых токов возникают трудности в стабилизации скорости.

В режиме прерывистых токов ухудшаются также динамические свойства преобразователя, Это объясняется тем, что якорный ток $I_{я}$, определяющий величину момента в прерывистом режиме, когда напряжение преобразователя U_d мало, нарастает с задержкой. В результате ухудшается работа контура регулирования при набросе и сбросе нагрузки.

Электропривод в этом режиме представляет собой существенно, нелинейную систему, модель которой можно представить в виде структуры с изменяющимися параметрами в функции координат состояния машины. При переходе из области непрерывного тока в область прерывистого тока меняется структура контура тока, что приводит к нестабильности работы. Для обеспечения одинаковой динамики привода в обеих формах целесообразно применять регулятор тока с самонастройкой. Это можно достичь, контролируя "фиктивное" сопротивление. В качестве примера рассмотрим бестрансформаторную схему тиристорного преобразователя ($L=0$), тогда

$$\Delta E = R_{\phi}(I; \lambda) I_{\gamma}. \quad (8.83)$$

Зная ΔE и I_{γ} , определим значения $R_{\phi} = f(I; \lambda)$. Из выражения $U = E + I_{\gamma} R + L \frac{dI_{\gamma}}{dt} = E_M \sin(\omega t + \nu_0) - \Delta E$ определим

$$\begin{aligned} \Delta E &= E_M \sin(\omega t + \nu_0), \\ \Delta E &= E_{II}(t) - U_{\epsilon}(t). \end{aligned} \quad (8.84)$$

Величину $E_M \sin(\omega t + \nu_0)$ при работающей системе замерить сложно, в связи с этим определим её следующим образом (рисунок 8.24)

$$E_{II} = E_M \sin(\omega t + \nu_0) = U_{PT}(t) K_{II}.$$

Откуда

$$\Delta E = U_{PT}(t) K_{II} - U_{\epsilon}(t). \quad (8.85)$$

Применить уравнение (8.83) для вычисления R_{ϕ} нельзя, т.к. вычисленные значения будут иметь большой разброс на величину ΔE , а, следовательно, и на I_{γ} будут влиять помехи, возникающие при работе системы. Эти помехи носят случайный характер. Запишем (8.83) с заменой ΔE на (8.85)

$$K_{II} U_{PT}(t) - U_{\epsilon}(t) = R_{\phi}(I_{\gamma}; \lambda) I_{\gamma}(t). \quad (8.86)$$

Умножим правую и левую части на модулирующую функцию $\Phi(t-\tau)$

$$K_{II} U_{PT}(t) \Phi(t-\tau) - U_{\epsilon}(t) \Phi(t-\tau) = R_{\phi}(I_{\gamma}; \lambda) I_{\gamma}(t) \Phi(t-\tau) \quad (8.87)$$

и проинтегрируем в интервале $(t-T; t)$

$$K_{II} \int_{t-T}^t U_{PT}(\tau) \Phi(t-\tau) d\tau - \int_{t-T}^t U_{\epsilon}(\tau) \Phi(t-\tau) d\tau = R_{\phi} \int_{t-T}^t (I_{\gamma}; \lambda) I_{\gamma}(\tau) \Phi(t-\tau) d\tau. \quad (8.88)$$

В полученном уравнении имеется только одно неизвестное $R_{\phi}(I; \lambda)$. Используя непрерывно контролируемые координаты $U_{PT}(t)$ и $I_{\gamma}(t)$ и считая фазосдвигающее устройство безинерционным, можно осуществить текущий контроль R_{ϕ} .

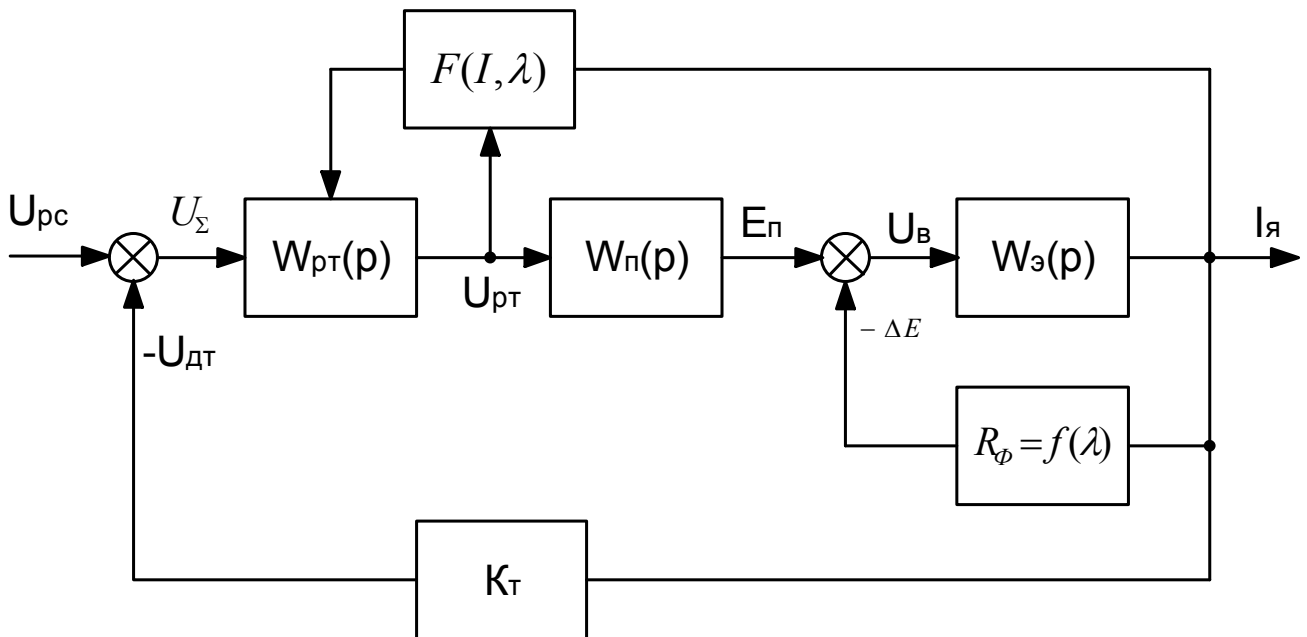


Рисунок 8.27 – Структурная схема контура регулирования тока в РПТ

Величины U_{pm} ; K_n ; $U_b(t)$; $I_a(t)$ в системе достаточно большие. Вычислительное устройство, которое определяет значения, осуществляется на интегральных схемах и непосредственно подавать U_{pm} ; K_n ; $U_b(t)$; $I_a(t)$ на них нельзя, в связи с этим применяем датчики тока и напряжения. Зависимость между $U_{R_{ш}}=U_{дт}$ и I_a следующая:

$$I_a = \frac{U_{R_{ш}}}{R_{ш}} = \frac{U_{дт}}{R_{ш}}. \quad (8.89)$$

Подставив значения I_a из (8.89) в (8.88), получим

$$K_{II} \int_{t-T}^t U_{рТ}(\tau) \Phi(t-\tau) d\tau - \int_{t-T}^t U_e(\tau) \Phi(t-\tau) d\tau = \frac{R_\phi}{R_{ш}} \int_{t-T}^t U_{дт}(\tau) \Phi(t-\tau) d\tau, \quad (8.90)$$

или

$$K_{II} R_{ш} \int_{t-T}^t U_{рТ}(\tau) \Phi(t-\tau) d\tau - R_{ш} \int_{t-T}^t U_e(\tau) \Phi(t-\tau) d\tau = R_\phi \int_{t-T}^t U_{дт}(\tau) \Phi(t-\tau) d\tau, \quad (8.91)$$

и окончательно

$$U_0(t) = R_\phi(I; \lambda) C_0(t), \quad (8.92)$$

которое приводит к увеличению перерегулирования и, как следствие, времени переходного процесса. Все это приводит к ухудшению качества регулирования в переходном процессе САУ скорости вращения электропривода.

В структурную схему системы необходимо ввести параметрическую обратную связь в виде нелинейного звена $F(I;\lambda)$. Структурная схема контура регулирования тока с нелинейным звеном приведена на рисунке 8.27. Звено $F(I;\lambda)$ делает контур тока инвариантным в РПТ к параметрическим изменениям $R_\Phi(\lambda)$. Определим передаточную функцию $F(I;\lambda)$ из передаточной функции системы регулирования тока в РПТ.

Ввиду нелинейности системы в РПТ найдем передаточную функцию замкнутого контура, используя метод малых вариаций при $\lambda = \text{const}$

$$\Delta W(p) = \frac{\Delta I_\Sigma(p)}{\Delta U_{PC}(p)} = \frac{K_{II} \cdot K_\Sigma \cdot K_{PT}}{T_1 p \cdot (1 + T_\mu p)(1 + K_\Sigma R'_\Phi) - \frac{K_{II} \cdot K_\Sigma \cdot K_{PT} \cdot U_\Sigma \cdot F'(I)}{F(I)} + K_{II} \cdot K_\Sigma \cdot K_{PT} \cdot K_T}, \quad (8.93)$$

где $F'(I)$ - производная от $F(I)$.

$$\text{При } U_\Sigma = 0 \text{ и } \frac{1 + K_\Sigma R'_\Phi}{F(I)} = \text{Const} = C, \quad (8.94)$$

в контуре тока компенсируется влияние R_Φ . В этом случае

$$\Delta W(p) = \frac{K_{II} \cdot K_\Sigma \cdot K_{PT}}{C \cdot T_T p \cdot (1 + T_\mu p) + K_{II} \cdot K_\Sigma \cdot K_{PT} \cdot K_T}. \quad (8.95)$$

Условие $U_\Sigma = 0$ выполняется в установившемся режиме. Для выполнения условия (8.94) необходимо иметь соотношение $F(I)$ следующего вида:

$$F(I) = \frac{1}{C} + \frac{K_\Sigma}{C} R'_\Phi. \quad (8.96)$$

Поскольку в адаптивном регуляторе тока определяется значение R_Φ для каждого текущего момента времени, то этот регулятор должен плавно изменять коэффициент усиления в РПТ операционного усилителя (рисунок 8.27) в зависимости от угловой продолжительности тока λ . Благодаря плавной регулировке коэффициента усиления операционного усилителя общий коэффициент регулятора тока также плавно изменяется. Тем самым уравнение регулятора тока

$$W_{PT}(p) = \frac{1 + 1/R_\Sigma \cdot R'_\Phi}{T_\mu p} \quad (8.97)$$

выполняется точно. В качестве элемента, позволяющего плавно изменять коэффициент операционного усилителя, могут быть использованы оптроны в адаптивном регуляторе тока, таким образом, переключение ПИ-регулятора на И-регулятор осуществляется с помощью быстродействующих переключателей, а регулировка коэффициента усиления может осуществляться с помощью оптронных элементов.

На основании проведенных исследований разработаны схемы системы тиристорного электропривода постоянного тока с адаптивным регулятором тока, позволяющие улучшить динамические характеристики системы.

Функциональные особенности адаптивного регулятора тока

В зоне прерывистых токов динамические свойства объекта управления существенно изменяются. Уменьшается коэффициент усиления тиристорного преобразователя, возрастает эквивалентное сопротивление якорной цепи, изменение среднего значения тока якоря при изменении

угла отпирания тиристоров происходит без задержки. Поэтому электромагнитную постоянную времени якорной цепи в соответствующей передаточной функции принимают равной нулю. Среднее значение тока якоря определяется индуктивностью якорной цепи, величиной угла отпирания и ЭДС машины. Наиболее существенно зона прерывистых токов оказывает влияние в электроприводах с малофазными тиристорными преобразователями ($m=1-3$), где она может существовать практически во всем диапазоне регулирования скорости. В связи с этим, экспериментальные исследования направлены на электропривод с однофазным тиристорным преобразователем при $m=2$. Это связано с тем, что подобные преобразователи нашли широкое применение в электроприводах малой и средней мощности различных технологических объектов.

Переход от прерывистых к непрерывным токам в цепи якоря требует изменений структурной системы автоматического регулирования скорости вращения электропривода постоянного тока, питаемого от ТП. Такое изменение структурной схемы предназначено для обеспечения одинаковых динамических показателей электропривода во всем диапазоне регулирования /12,14/.

Высокие динамические показатели системы электропривода в РПТ и РНТ можно обеспечить с помощью самонастройки (СНС), используя адаптивный регулятор тока. Синтезированная на основе теоретического анализа, СНС состоит из функциональных узлов, взаимодействие которых обеспечивает требуемое изменение параметров и сигналов в различных режимах работы электропривода. Структура и параметры регулятора тока должны приспособливаться к режиму выпрямленного тока ТП. Регулятор, имеющий в РНТ ПИ-характеристику, в РПТ должен иметь И-характеристику, т.е. должен работать в режиме широтно-импульсного модулированного переключения (при наличии тока – ПИ, во время паузы – И-регулятор). Структурная схема такого устройства приведена на рисунке 8.28.

Согласно структурной схеме (рисунок 8.28) ключ S работает в функции тока. При наличии тока в цепи якоря машины ключ S замыкает контакты 2-3, образуя при этом последовательное соединение ПД и И-звеньев. В результате такого соединения получаем регулятор с ПИ-характеристикой. Передаточная функция регулятора тока принимает вид:

$$W_T(p) = \frac{K_2(1 + pT_2)}{pT_3}, \quad (8.98)$$

где K_2 – коэффициент передачи ПД - звена;

T_2 – постоянная времени ПД - звена;

T_3 – постоянная времени ПД – звена.

В момент бестоковой паузы (РПТ) объект управления в контуре регулирования тока описывается передаточной функцией

$$W_T'(p) = \frac{K_{II}}{T_{II}p + 1} \frac{1}{R_{яц}}, \quad (8.99)$$

где $R_{яц}$ - сопротивление якорной цепи в конкретный момент времени.

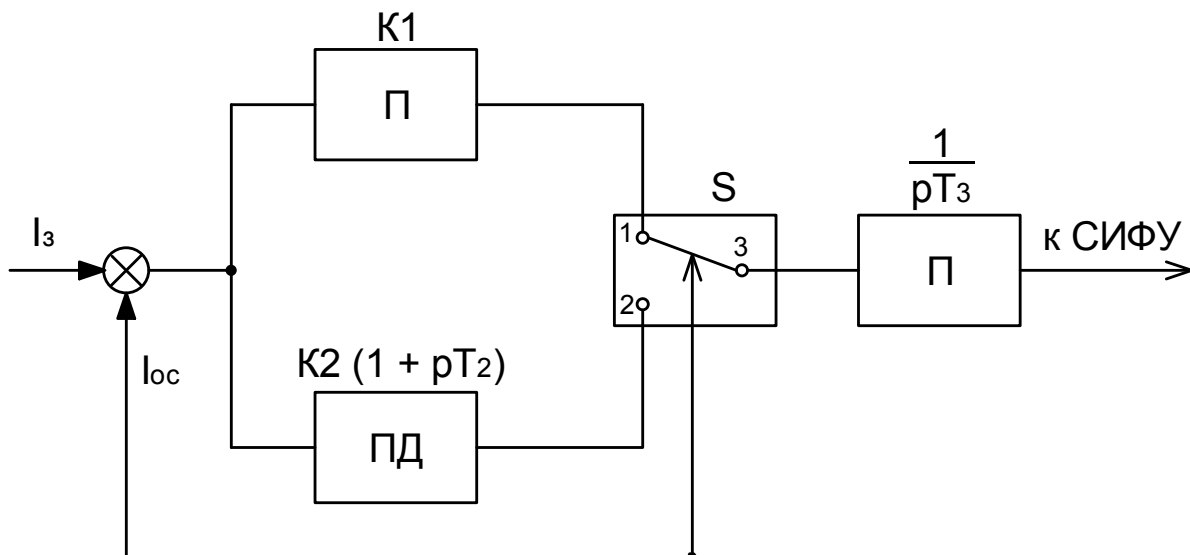


Рисунок 8.28 – Структурная схема АРТ

Следовательно, в этот момент регулятор тока должен быть интегральным и ключ S замыкает контакты 1-3, что приводит к последовательному соединению П – и И – звеньев. Получается структура И – регулятора и передаточная функция имеет вид:

$$W_T(p) = \frac{K_1}{pT_3} = \frac{1}{pT_3 / K}, \quad (8.100)$$

$$\frac{T_3}{K} = \frac{R \cdot T_{\mu T} \cdot K_P K_{DT}}{R'_{яц}}.$$

Однако, широкого распространения такая схема не получила, т.к. в контуре регулирования тока имеется дифференцирующее звено, которое может пропустить вместе с полезным сигналом помеху в момент переключения режимов работ. Кроме этого данная схема не позволяет в процессе функционирования системы изменять коэффициент передачи РТ, что необходимо для получения более высокой точности.

Построение и исследование системы управления электроприводом постоянного тока с адаптивным регулятором тока

В связи с вышеизложенным, а также исходя из теоретических результатов, предлагается функциональная схема адаптивного РТ, приведенная на рисунке 8.29, позволяющая обеспечить более высокую точность регулирования.

Адаптивный регулятор тока представляет собой пропорционально-интегральный регулятор, вход которого через масштабный резистор R4, управляемый ключ K и множительное устройство МУ подключен на выход регулятора скорости (РС). Через другой масштабный резистор R5 вход РТ подключен к выходу датчика мгновенного знания тока (ДТ), подключенного ко входу инвертирующего компаратора. Выход инвертирующего компаратора включен в цепь управления ключа K, на вход обнуленного интегратора и к формирователю импульсов (ФИ) по переднему фронту. Выход ФИ включен в цепь обнуленного интегратора. Адаптивный регулятор тока работает следующим образом. В режиме непрерывного тока ключ K постоянно замкнут и система представляет собой обычную систему подчиненного регулирования. В режиме прерывистого тока сигнал обратной связи по току носит импульсный характер (рисунок 8.30, а). На время бестоковой паузы компаратор размыкает ключ K и выходной

сигнал регулятора скорости не поступает на вход регулятора тока. При этом коэффициент передачи обратной связи по току с уменьшением угла проводимости λ возрастает:

$$K_T = K_{TH} \frac{1}{\lambda}, \quad (8.101)$$

где K_T - коэффициент передачи по току;

K_{TH} - коэффициент передачи при непрерывном токе.

Эквивалентная постоянная интегрирования токового контура имеет вид:

$$B_T = \frac{R_{\Sigma}}{K_T}, \quad (8.102)$$

где $R_{\Sigma} \equiv \frac{1}{\lambda^2}$ - эквивалентное сопротивление якорной цепи.

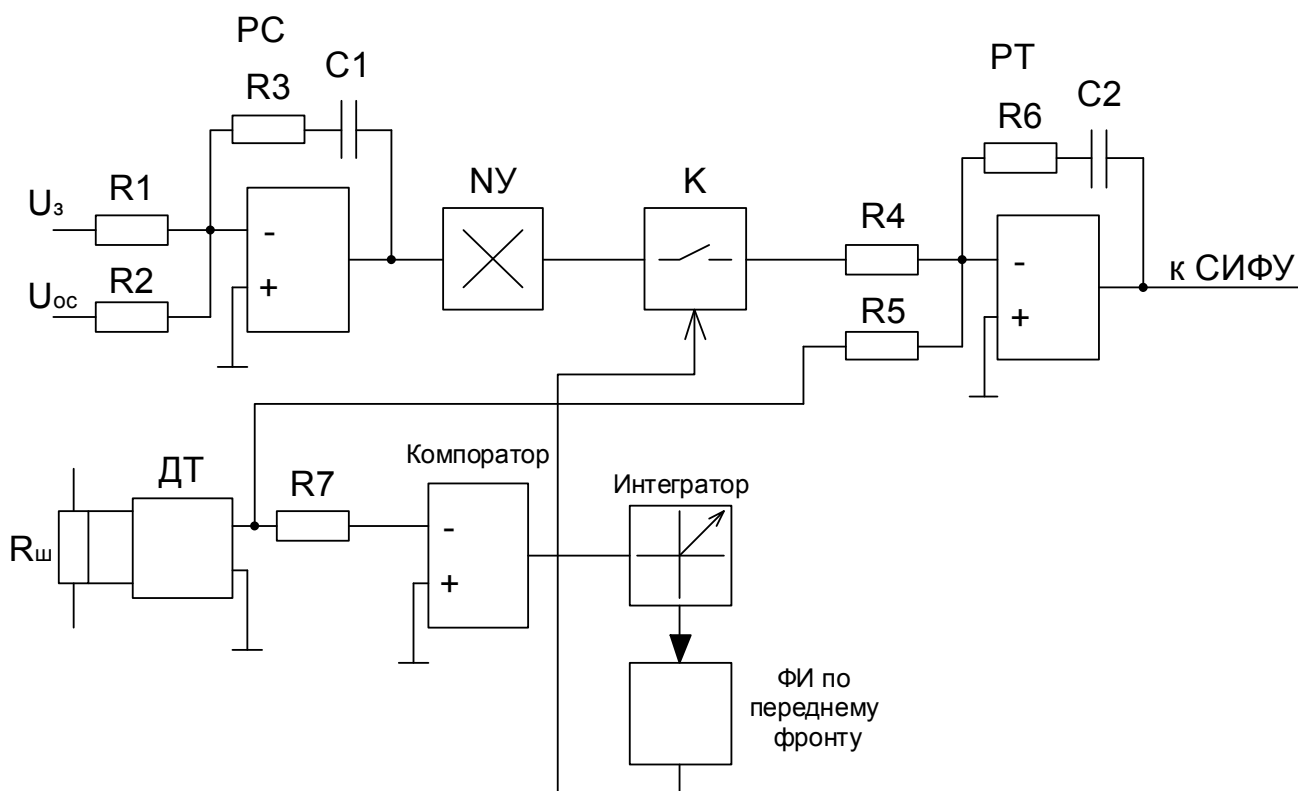


Рисунок 8.29 - Функциональная схема АРТ

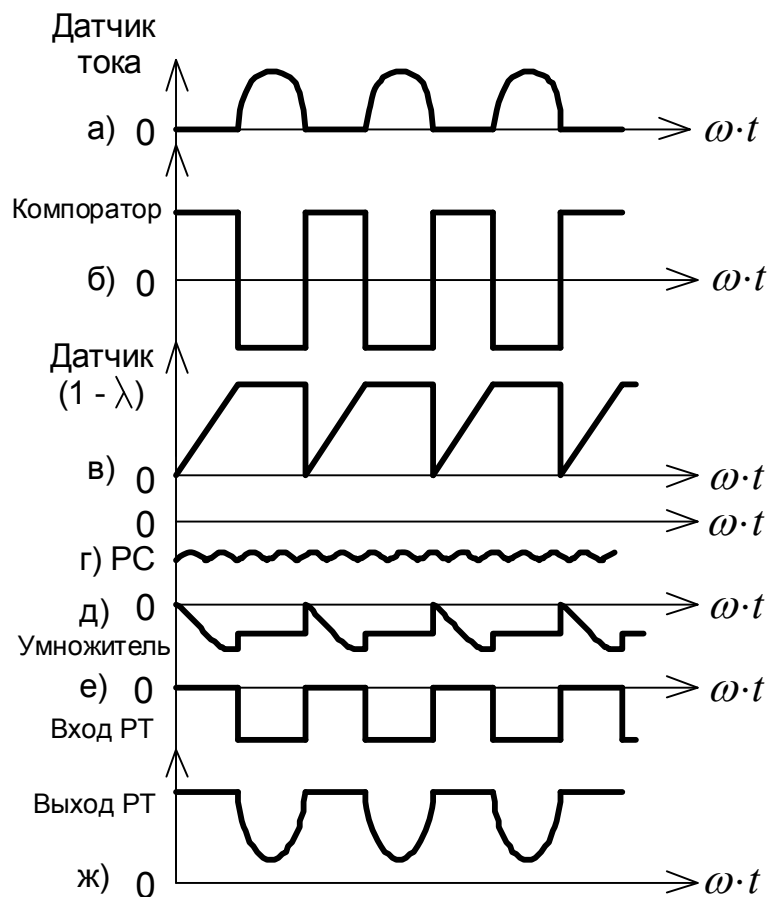


Рисунок 8.30 – Диаграмма напряжений АРТ с множительным устройством

Адаптивный регулятор тона позволяет уменьшить зависимость эквивалентной постоянной интегрирования B_t от угла проводимости:

$$B_{\omega} \equiv \frac{1}{\lambda}, \quad (8.103)$$

что улучшает согласование регулятора скорости и регулятора тока в зоне прерывистых токов. Уменьшение коэффициента передачи тока K_t при уменьшении угла проводимости λ ведет к уменьшению коэффициента передачи системы. Для сохранения постоянства коэффициента передачи выходной сигнал регулятора скорости умножается на коэффициент

$$K = K' \frac{2\pi}{m} - \lambda, \quad (8.104)$$

где K' - коэффициент, который выбирается из условия максимальной аппроксимации данной зависимостью функции

$$F = K / \lambda \quad (8.105)$$

в требуемом диапазоне. Коэффициент K формируется на выходе обнуляемого интегратора (рисунок 8.30, в). Во время бестоковой паузы он интегрирует постоянный сигнал, а на время импульса тока запоминает его. При этом выходной сигнал интегратора пропорционален бестоковой паузе. В момент

уменьшения тока до нуля формирователь импульсов ФИ по переднему фронту формирует узкий импульс, обнуляющий интегратор, что позволяет контролировать текущее значение угла проводимости λ . Кроме множительного устройства

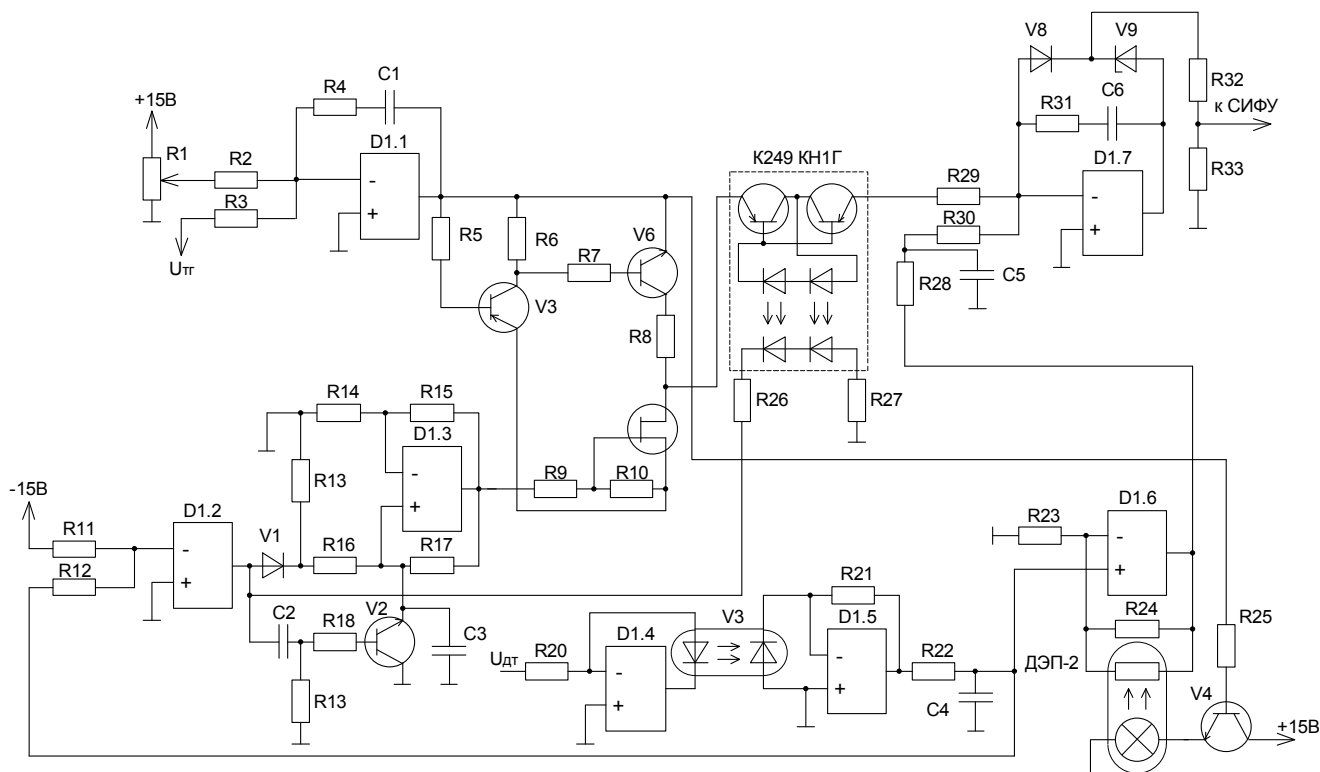


Рисунок 8.31 – Принципиальная схема АРТ с множительным устройством

в системе управления может использоваться и делительное устройство. Принцип действия ее аналогичен вышеописанному, кроме того, что деление сигнала с регулятора происходит на сигнал длительности тока λ , а формирователь импульсов ФИ формирует узкий импульс по заднему фронту.

Исходя из вышеизложенного, рассмотрим принципиальную схему адаптивного регулятора тока, приведенную на рисунке 8.31, в которой используется множительное устройство. Принцип действия ее заключается в следующем.

Принципиальная схема предназначена для улучшения динамических характеристик системы электропривода как при управляющем, так и при возмущающем воздействии преимущественно в режиме прерывистых токов. При наличии тока в цепи якоря, датчик тока, выполненный на операционном усилителе D1.4, D1.5 и оптроне V3 формирует сигнал, пропорциональный величине этого тока, который поступает на компараторе D1.2 и на усилитель D1.6. Сигнал с выхода компаратора D1.2 поступает на вход ключа К1, который при наличии тока подключает регулятор скорости через умножитель, собранный на транзисторах V5 – V7, к регулятору тока D1.7. Одновременно этот сигнал поступает на вход датчика проводимости D1.3, который представляет собой не инвертирующий интегратор со сбросом на транзисторе V2 по переднему фронту входного сигнала. Амплитудное значение выходного сигнала датчика проводимости пропорционально величине $(1-\lambda)$ и поступает на вход множительного устройства выходной сигнал которого пропорционален, произведению выходных сигналов регулятора скорости и датчика проводимости. При наличии тока данный сигнал поступает на вход регулятора тока; при его отсутствии ключ К1 отключает его от регулятора скорости. Кроме этого, для уменьшения времени отработки возмущающего воздействия применен усилитель с регулируемым коэффициентом усиления, выполненный на операционной усилителе D1.6 и резисторном оптроне ОЭП-2. В динамических режимах сигнал на выходе регулятора скорости увеличивается, сопротивление резисторного оптрона уменьшается, коэффициент передачи по

току уменьшается, что ускоряет обработку возмущающих воздействий. Диод и стабилитрон в цепи обратной связи регулятора тока выставляют минимальное выходное напряжение регулятора тока. Диаграммы сигналов, характеризующих работу данной схемы, приведены на рисунке 8.30.

Схема с адаптивным регулятором тока исследована в лабораторных и производственных условиях. Сравнительной оценке подвергалась система электропривода с обычными ПИ-регуляторами скорости и тока и адаптивным регулятором тока. Система электропривода содержала машину постоянного тока мощностью 1,6 кВт с параметрами: $U_n = 220$ В, $I_n = 8$ А, $W_n = 157$ л/с; тиристорный преобразователь, выполненный на однофазной мостовой полупроводимой схеме с обратными связями по току и скорости. Был произведен пуск на холостом ходу ($I = 1.2$ А) и под нагрузкой ($I = 6$ А) до скорости 600 об/мин и 1200 об/мин с адаптивным регулятором тока. Сравнительный анализ осциллограмм с обычными регуляторами и адаптивным регулятором тока показывает, что время переходного процесса и перерегулирование - существенно уменьшилось.

Кроме этого, в процессе пуска на холостом ходу исчез провал тока, т.к. система сразу выходит на установившееся значение тока. Проведенные исследования для двух значений скоростей показали аналогичные результаты. Осциллограммы, характеризующие обработку системой электропривода с адаптивным регулятором тока и П регулятором тока возмущающих воздействий, показывают достаточно высокое быстродействие системы электропривода при набросе нагрузки. Время переходных процессов при сбросе нагрузки несколько больше, т.к. оно характеризуется, для данного электропривода, нагрузкой механизма.

Применение адаптивного регулятора тока в системе электропривода позволило резко сократить время переходного процесса как при управляющем, так и при возмущающем воздействиях. Кроме этого, адаптивное регулирование позволяет отказаться от сглаживающего дросселя для работы в режиме прерывистых токов.

На основании экспериментальных исследований адаптивную систему электропривода постоянного тока, целесообразно использовать в механизмах, требующих достаточно высокого быстродействия и стабильной динамики.