

В. В. Москаленко

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебника для студентов вузов, обучающихся по специальности «Электроснабжение промышленных предприятий, городов и сельского хозяйства»



Москва
Энергоатомиздат
1986

ББК 31.291

М 82

УДК 62-83-52 (075.8)

Рецензенты: кафедра электрификации горных предприятий Московского горного института; доктор техн. наук, проф. А. А. Батоврин

Москаленко В. В.

М 82 Автоматизированный электропривод: Учебник для вузов. — М.: Энергоатомиздат; 1986. — 416 с.: ил.

Излагаются основы теории автоматизированного электропривода. Рассматриваются свойства и характеристики разомкнутых и замкнутых систем электроприводов, статические и динамические режимы их работы, особенности электроприводов как потребителей электрической энергии.

Для студентов специальности «Электроснабжение промышленных предприятий, городов и сельского хозяйства» энергетических и электротехнических вузов; может быть также полезен широкому кругу инженеров-электриков и студентам других электротехнических специальностей.

М 2302050000-077 179-86
051(01)-86

ББК 31.291

© Энергоатомиздат, 1986

ПРЕДИСЛОВИЕ

Предлагаемая вниманию читателя книга является учебником, написанным в соответствии с программой курса «Автоматизированный электропривод», для студентов специальности «Электроснабжение промышленных предприятий, городов и сельского хозяйства». В нем рассмотрены основополагающие вопросы теории автоматизированного электропривода, его свойства и характеристики, способы регулирования скорости, момента и положения, примеры выполнения систем электропривода. Учитывая, что книга предназначена для будущих инженеров-электриков, которые будут заниматься вопросами электроснабжения, в ней большое внимание уделено свойствам и энергетическим характеристикам электропривода как потребителя электроэнергии, а также вопросам экономии электроэнергии и повышения коэффициента мощности. Излагаемый материал иллюстрируется примерами расчетов.

При написании книги автор несколько отошел от обычной последовательности изложения материала, принятой в основных учебниках по автоматизированному электроприводу для других специальностей. Это отличие заключается в том, что для создания у читателя цельного представления о той или иной системе электропривода материал по каждой системе сосредоточен в отдельных главах, в которых рассматривается весь комплекс необходимых вопросов: статика, динамика, управление приводами. Наличие введения и гл. 1, 2, в которых даются основные понятия и определения теории автоматизированного электропривода, общие принципы его построения и выполняемые им функции, позволяет, по мнению автора, использовать такой порядок изложения материала и изучения курса. Этому же способствуют знания студентов, полученные при изучении ими предшествующих базовых для электропривода курсов: теоретических основ электротехники, электрических машин,

промышленной электроники, электрических аппаратов, теории автоматического регулирования.

Автор выражает глубокую признательность доктору техн. наук А. А. Батоврину, канд. техн. наук Н. Г. Переслегину и коллективу кафедры электрификации горных предприятий Московского горного института за практические рекомендации, которые способствовали улучшению книги, а также канд. техн. наук Л. Б. Масандилову за большой труд по редактированию рукописи.

Все замечания и пожелания читателей по содержанию книги будут приняты с благодарностью. Их следует направлять в адрес Энергоатомиздата: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Автор

ВВЕДЕНИЕ

В.1. ЭЛЕКТРОПРИВОД КАК СРЕДСТВО ЭЛЕКТРИФИКАЦИИ И АВТОМАТИЗАЦИИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

Создание материально-технической базы коммунистического общества, решение глобальных экономических и социальных задач нашего общества невозможны без полной электрификации всех отраслей народного хозяйства. Осуществляемые на ее основе автоматизация и комплексная механизация производственных и технологических процессов позволяют резко повысить производительность труда и улучшить условия труда и жизни рабочих и колхозников. Как следствие этого растет материальное благосостояние советских людей, обогащается их духовный мир, постепенно исчезают грани между городом и деревней, физическим и умственным трудом.

Важную роль в реализации планов электрификации нашей страны играет электрический привод, который в настоящее время является основным видом привода самых разнообразных производственных и транспортных механизмов, бытовых приборов, устройств водо- и газоснабжения, средств телевизионной и космической техники, медицинской аппаратуры и т. д. Более 60 % вырабатываемой в стране электроэнергии потребляется электрическим приводом.

В ведущих отраслях промышленности — металлургической, машиностроительной, химической, добывающей и ряде других коэффициент электрификации, представляющий собой отношение установленной мощности электродвигателей к общей установленной мощности двигателей всех видов, приближается в настоящее время к 100 %. Чем же определяется главенствующее место электрического привода среди других возможных видов привода — теплового, гидравлического и пневматического? Известными преимуществами электрической энергии являются простота ее выработки и распределения, легкость преобразования ее в дру-

гие виды энергии. Вместе с тем электрический привод обладает и рядом собственных достоинств и отличительных черт:

1) возможностью изготовления электродвигателей на самые разнообразные мощности и скорости движения. Диапазон мощностей современного электропривода колеблется от сотых долей ватта до десятков тысяч киловатт, а пределы частоты вращения — от долей оборота вала в минуту до нескольких сотен тысяч оборотов в минуту;

2) возможностью создания электроприводов для работы в самых разнообразных условиях: в среде агрессивных жидкостей и газов, в условиях космического пространства, при низких и высоких температурах и т.д. Разнообразие конструктивных исполнений электродвигателей позволяет осуществлять рациональное сочленение электропривода с рабочей машиной;

3) возможностью с помощью простых средств реализовать разнообразные и сложные виды движения исполнительных органов рабочих машин, а также изменять направление движения и его параметры — скорость, ускорение;

4) легкостью автоматизации производственных и технологических процессов, простотой включения электропривода в общую автоматизированную систему управления производством;

5) высоким КПД электропривода, надежностью в эксплуатации, благоприятными условиями для обслуживающего персонала, отсутствием загрязнения окружающей среды.

Отметим и то важное обстоятельство, что разработка и серийный выпуск отечественной промышленностью различных средств вычислительной техники, микроэлектроники, полупроводниковых преобразователей, электрических машин, аппаратов и других элементов автоматизированного электропривода способствуют его бурному развитию, совершенствованию и превращению в основное средство автоматизации и комплексной механизации всех отраслей народного хозяйства.

В.2. ПОНЯТИЕ «ЭЛЕКТРОПРИВОД»

Электрическим приводом называется электромеханическая система, состоящая из электродвигательного, преобразовательного, передаточного и управляющего устройств, предназначенная для приведения в движение исполнитель-

ных органов рабочей машины и управления этим движением [38]. Для выполнения этих функций электропривод вырабатывает механическую энергию за счет электрической энергии, получаемой им от источника электрической энергии (сети электроснабжения). Вырабатываемая электроприводом механическая энергия передается различным

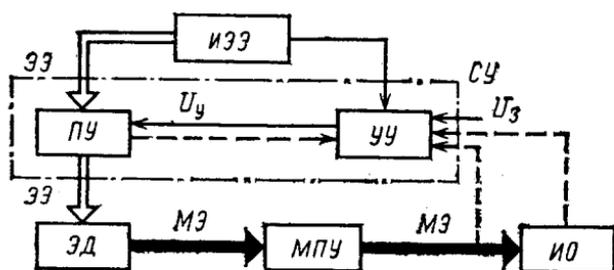


Рис. В.1. Структурная схема электропривода

исполнительным органам рабочих машин и механизмов (ленте транспортера или конвейера, шпинделю токарного станка, крыльчатке насоса, валкам прокатного стана, кабине лифта, антенне радиотелескопа и др.) и при необходимости регулируется в соответствии с технологическими требованиями к режимам работы исполнительного органа.

За счет полученной энергии исполнительный орган совершает требуемое механическое движение, обеспечивая тем самым выполнение производственных и технологических операций: перемещение грузов, обработку деталей, транспортировку жидкости или газа, слежение за небесными телами и т. д.

Структурная схема автоматизированного электропривода показана на рис. В.1. Основой любого электропривода является электродвигательное устройство (электродвигатель) ЭД, который обеспечивает преобразование электрической энергии ЭЭ в механическую МЭ.

Для согласования движений ЭД и исполнительного органа ИО рабочей машины служит механическое передаточное устройство МПУ, которое обеспечивает изменение параметров вырабатываемой ЭД механической энергии. Движущаяся часть ЭД (ротор), МПУ и ИО образуют механическую часть электропривода. В ряде случаев МПУ отсутствует и ЭД непосредственно сочленяется с ИО.

Механическую энергию ЭД вырабатывает за счет электрической энергии, которая подводится к ЭД от источника электрической энергии ИЭЭ через электрическое преобразовательное устройство ПУ. Назначение ПУ состоит в преобразовании и регулировании параметров электрической энергии, поступающей от ИЭЭ к ЭД для управления механическим движением ИО.

Управление процессом преобразования энергии осуществляется с помощью управляющего устройства УУ, которое вырабатывает управляющий сигнал U_y в функции задающего сигнала U_z (иногда его называют также входным или сигналом уставки) и различных дополнительных электрических сигналов, содержащих информацию о процессе преобразования энергии, реальных параметрах механического движения ЭД или ИО и т. д. Использование этих сигналов (на рис. В.1 они показаны штриховыми линиями) позволяет получить требуемые характеристики движения ЭД и ИО, достигнуть оптимального режима работы производственных механизмов, обеспечить защиту и блокировки при работе электропривода. Эти сигналы вырабатываются соответствующими датчиками, которые на рис. В.1 не показаны. Преобразовательное и управляющее устройство образуют систему управления СУ, которая вместе с обмотками составляет электрическую часть электропривода.

Ниже приведены наиболее распространенные примеры исполнительных органов и элементов электропривода:

1. Исполнительный орган

Шпиндель токарного станка; подвижной стол строгального станка; лента (цепь) конвейера; ковш экскаватора; кабина подъемника; крыльчатка насоса; валки прокатного стана; ходовой винт механизма подачи станка; тележка механизма передвижения крана; крюк подъемной лебедки

2. Электродвигатель

Двигатель постоянного тока с разными видами возбуждения; асинхронный двигатель с фазным или короткозамкнутым ротором; синхронный двигатель; линейные двигатели постоянного или переменного тока; вентильный двигатель; шаговый двигатель; двигатели с катящимися и волновыми роторами; редукторные двигатели

3. Механическое передаточное устройство

Цилиндрические и червячные редукторы; планетарная передача; передача винт-гайка; волновая передача; кривошипно-шатунная передача; цепная и ременная передачи; реечная передача

4. Преобразовательное устройство

Управляемый выпрямитель; преобразователи частоты, напряжения переменного тока; импульсные преобразователи напряжения; инверторы

5. Управляющее устройство

Кнопка, ключ управления; регулятор; управляющая вычислительная машина; реле; логические элементы; усилитель; фазовый детектор

6. Источник электрической энергии

Однофазная или трехфазная сеть переменного тока промышленной частоты; цеховая сеть постоянного тока; аккумуляторная батарея; дизель-генераторная установка; солнечная батарея

В.3. ФУНКЦИИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА И ТРЕБОВАНИЯ К НЕМУ

Настоящий период жизни общества характеризуется высоким уровнем развития средств производства, транспорта, связи, бытовой техники. Для обеспечения растущих потребностей человечества созданы, продолжают разрабатываться и совершенствоваться сотни тысяч рабочих машин, производственных и бытовых механизмов, подъемно-транспортных средств и т. д. Они осуществляют обработку материалов и изготовление разнообразных изделий, транспортировку людей и вещей, добычу полезных ископаемых, обеспечивают быт людей и выполняют многие другие функции. Представление об основных технологических процессах и рабочих машинах дает табл. В.1 (колонки 2 и 3). Рассмотрим эти примеры с целью определения требований к электроприводе и выполняемых им функций.

Для функционирования рабочих машин и механизмов к их исполнительным органам от привода должна быть подведена механическая энергия, за счет которой и совершается их движение. Характер этого движения может быть разнообразным — вращательным (однонаправленным (крыльчатка насоса и вентилятора, фреза фрезерного станка) и реверсивным (валки прокатного стана, шпиндель токарного станка), поступательным однонаправленным (лента транспортера, цепь конвейера) и реверсивным (стол строгального станка, подъемные механизмы), а также возвратно-поступательным (вибрационные механизмы, прессы). Иногда эти движения должны совершаться сразу в нескольких плоскостях — антенна радиотелескопа, «руки» робота и манипулятора, ковш экскаватора.

Многие машины и механизмы при своей работе требуют изменения не только направления, но и скорости движе-

Таблица В.1

Технологический процесс	Рабочие машины и механизмы, осуществляющие процесс	Характерные требования к движению исполнительных органов	Функции электропривода как средства автоматизации процессов
<p>Изготовление и обработка материалов и изделий</p> <p>Перемещение материалов и изделий</p> <p>Перемещение людей</p> <p>Перемещение жидкости и газов</p> <p>Обеспечение быта людей</p> <p>Разработка полезных ископаемых</p> <p>Обеспечение теле- и радиосвязи, вспомогательных операций, испытание материалов и изделий</p>	<p>Металлообрабатывающие и деревообрабатывающие станки. Прокатные станы. Прессы. Ткацкие станки. Бумагоделательные машины. Электроинструмент</p> <p>Транспортеры. Лебедки. Подъемные краны. Лифты. Эскалаторы. Подвесные дороги</p> <p>Насосы. Вентиляторы. Дымососы. Компрессоры</p> <p>Холодильники. Стиральные машины. Электромясорубки</p> <p>Экскаваторы. Буровые установки. Угольные комбайны</p> <p>Радиотелескопы. Роботы. Манипуляторы. Графопостроители. Испытательные стенды</p>	<p>Поступательное однонаправленное или реверсивное движение. Вращательное однонаправленное или реверсивное движение. Возвратно-поступательное движение. Точная установка исполнительного органа в заданное положение в пространстве. Изменение скорости и ускорения. Постоянство скорости движения</p>	<p>Пуск, реверс и останов (торможение). Регулирование скорости и ускорения. Обеспечение заданного натяжения обрабатываемого материала. Согласование движения нескольких исполнительных органов. Обеспечение движения по заданной программе. Обеспечение движения в функции произвольно изменяющегося входного сигнала (слежение). Достижение оптимального режима процесса. Адаптация к изменяющимся условиям процесса. Комплексная автоматизация сложных процессов. Обеспечение защит и блокировок при работе оборудования</p>

ния исполнительных органов. Так, угловая скорость валков прокатного стана должна быть различной в зависимости от профиля прокатываемого металла. Также необходимо изменять скорость подачи режущего инструмента или стола металлообрабатывающего станка в зависимости от твердости материала обрабатываемой детали, ее конфигурации и стойкости режущего инструмента. Для большинства подъемно-транспортных машин — кранов, лифтов, подъемников — для обеспечения точного останова исполнительных органов их скорость должна быть предварительно снижена.

Еще одно важное требование к электроприводу связано с поддержанием с заданной точностью скорости движения исполнительного органа (металлорежущие станки, испытательные стелды, прокатные станы и т. д.).

Все перечисленные требования к характеру движения исполнительных органов, которые должны быть обеспечены приводом, отражены в табл. В.1.

Наряду с обеспечением движения исполнительных органов электропривод одновременно выполняет и разнообразные функции по автоматизации технологических процессов и операций. Наиболее распространенные задачи, которые чаще всего возникают и решаются, также указаны в табл. В.1. Круг этих задач очень разнообразен. Большинство может быть решено только с применением автоматизированного электропривода, в котором используются самые последние достижения электроники, автоматики, электро-механики и электромашиностроения.

Немаловажной функцией, возлагаемой на электропривод, является обеспечение защит, блокировок и сигнализаций при работе технологического оборудования. Для этого в структуру электропривода вводятся соответствующие элементы и устройства, предотвращающие неправильную последовательность операций или ошибочные действия оператора и осуществляющие ограничение хода исполнительных органов, останова машины или механизма при возникновении аварийных ситуаций и т. д.

В.4. КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Данные табл. В.1 позволяют сделать вывод о большом разнообразии существующих электроприводов. Их классификация обычно производится по виду движения и степени управляемости электропривода, роду электрического и механического передаточных устройств, способу передачи ме-

ханической энергии исполнительным органам и ряду других признаков.

По виду движения различаются электроприводы вращательного и поступательного однонаправленного и реверсивного движения, а также электроприводы возвратно-поступательного движения. Эти движения могут иметь как непрерывный, так и дискретный характер.

По принципам регулирования скорости и положения электропривод может быть:

нерегулируемый (исполнительный орган приводится в движение с одной постоянной скоростью);

регулируемый (путем воздействия на электропривод скорость движения исполнительного органа изменяется в соответствии с требованиями технологического процесса);

следающий (с помощью электропривода воспроизводится перемещение исполнительного органа в соответствии с произвольно изменяющимся задающим сигналом);

программно-управляемый (электропривод обеспечивает перемещение исполнительного органа в соответствии с заданной программой);

адаптивный (электропривод автоматически обеспечивает оптимальный режим движения исполнительного органа при изменении условий его работы);

позиционный (электропривод обеспечивает регулирование положения исполнительного органа рабочей машины).

По роду механического передаточного устройства различают редукторный электропривод, содержащий один из видов механического передаточного устройства, и безредукторный, в котором электродвигатель непосредственно соединен с исполнительным органом.

По роду электрического преобразовательного устройства различают:

вентильный электропривод, преобразовательным устройством которого является вентильный преобразователь энергии. Разновидностями вентильного электропривода являются ионный и полупроводниковый электроприводы. Полупроводниковый электропривод, в свою очередь, делится на тиристорный и транзисторный электроприводы, преобразовательным устройством в которых является соответственно тиристорный или транзисторный преобразователь электроэнергии;

система управляемый выпрямитель — двигатель (УВ — Д) — вентильный электропривод постоянного тока, преоб-

разовательным устройством которого является регулируемый выпрямитель;

система преобразователь частоты — двигатель (ПЧ — Д) — вентильный электропривод переменного тока, преобразовательным устройством которого является регулируемый преобразователь частоты;

система генератор — двигатель (Г — Д) и магнитный усилитель — двигатель (МУ — Д) — регулируемый электропривод, преобразовательным устройством которого является соответственно электромашинный преобразовательный агрегат или магнитный усилитель.

По способу передачи механической энергии исполнительному органу электроприводы делятся на индивидуальный, взаимосвязанный и групповой.

Индивидуальный электропривод характеризуется тем, что каждый исполнительный орган рабочей машины приводится в движение своим отдельным двигателем. Этот вид привода в настоящее время является основным, так как при индивидуальном электроприводе упрощается кинематическая передача от двигателя к исполнительному органу, легко осуществляется автоматизация технологического процесса, улучшаются условия обслуживания рабочей машины.

Взаимосвязанный электропривод содержит два или несколько электрически или механически связанных между собой электроприводов. Частным случаем взаимосвязанного электропривода является многодвигательный электропривод, при котором несколько двигателей работают на общий вал, приводя в движение один исполнительный орган.

Групповой электропривод характеризуется тем, что от одного двигателя приводится в движение несколько исполнительных органов одной или нескольких рабочих машин. Такая система электропривода, широко применявшаяся на раннем этапе его развития, имеет разветвленную кинематическую цепь (трансмиссию), что усложняет ее эксплуатацию и автоматизацию технологических процессов.

В.5. КРАТКИЙ ИСТОРИЧЕСКИЙ ОЧЕРК РАЗВИТИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

История электропривода начинается в 30—40-х годах XIX в. с создания петербургским академиком Б. С. Якоби электрического двигателя постоянного тока. Этот двигатель был установлен на небольшом судне, которое в 1833 г. сделало несколько рейсов по Неве. Однако из-за отсутствия экономичных источников электроэнергии дальнейшего развития

электропривод постоянного тока не получил, и вплоть до конца XIX в. основными типами двигателей являлись паровой и водяной, осуществлявшие с помощью трансмиссий групповой привод рабочих машин.

Предпосылкой для создания экономичных промышленных электроприводов явилась разработка многофазных систем переменного тока и открытие в 80-е годы Г. Феррарисом и Н. Тесла явления вращающегося магнитного поля. Особое значение для развития электропривода имела разработка русским инженером М. О. Доливо-Добровольским основ теории наиболее экономичной — трехфазной системы переменного тока и создание в 1889 г. самого распространенного ныне трехфазного асинхронного двигателя. С этого времени начинается эпоха широкого производства и всестороннего использования электрической энергии и бурное развитие электрического привода. Так, если в 1890 г. доля мощности электродвигателей составляла только 5 % мощности всех установленных двигателей, то в 1927 г. — уже 75, а в настоящее время она близка к 100 %.

В нашей стране уже в первые годы Советской власти по указанию В. И. Ленина и под руководством Коммунистической партии ученые и инженеры создали государственный план электрификации России — ГОЭЛРО, который положил начало электрификации страны. План ГОЭЛРО был успешно выполнен. В годы пятилеток продолжалось широкое строительство тепловых и гидравлических электростанций. Из года в год росла выработка электроэнергии, что создавало предпосылки для полной электрификации народного хозяйства страны и широкого использования электрического привода. К 1960 г. коэффициент электрификации в угольной промышленности достиг 99, в металлургической 87, в химической 98, в машиностроительной 98,5 %. Такой быстрый рост электровооруженности труда позволил резко повысить его производительность и на этой основе успешно решить многие экономические и социальные задачи развития нашей страны.

Широкому внедрению и совершенствованию электропривода способствовало создание мощной электротехнической промышленности и целой сети научно-исследовательских и проектных институтов. От электромашинной техники управления электроприводами к ионной, от опытных приборов и устройств к системам управления на магнитных усилителях, от магнитных усилителей к полупроводниковой технике управления — такие этапы развития прошел автоматизированный электропривод, благодаря целенаправленной работе многих организаций и предприятий, таких, как ХЭМЗ, «Электросила», «Динамо», ВНИИэлектропривод, ВНИПИ «Тяжпромэлектропроект», ЭНИМС и многих других.

Большой вклад в становление и развитие автоматизированного электропривода внесли и продолжают вносить высшие учебные заведения. В трудах советских ученых С. А. Ринкевича, В. К. Попова, А. Т. Голована, Д. П. Морозова, Н. П. Костенко, В. С. Кулебакина,

М. Г. Чиликина, А. С. Сандлера и др. разработаны основы теории электропривода. Созданные ими научные монографии и учебники являются фундаментальными трудами в области автоматизированного электропривода, по которым учились и продолжают учиться все поколения электроприводчиков. Эти книги стали классическими трудами в области электропривода и изданы во многих странах мира.

Зародившись полтора века тому назад, электропривод в настоящее время переживает период бурного развития и совершенствования. Это в первую очередь определяется тем, что все новые открытия и достижения в смежных областях науки и техники — в электромашиностроении и электроаппаратостроении, в вычислительной технике и электронике, в теории автоматического управления и регулирования — сразу же начинают использоваться в теории и практике электропривода, позволяя создавать более совершенные автоматизированные системы.

Так, в свое время поистине революционизирующее влияние на развитие электропривода оказали разработка и производство полупроводниковых управляемых вентилей — тиристоров. Созданные на их основе полупроводниковые преобразователи постоянного и переменного тока постепенно заменили применявшиеся до этого электромашинные и ионные преобразователи, позволив резко повысить технико-экономические показатели электроприводов.

Большое значение для развития электропривода имеют успехи микроэлектроники и создаваемой на этой базе микропроцессорной техники. Применение управляющих вычислительных машин (УВМ) в электроприводе открывает новые горизонты его развития и сулит получение значительного технико-экономического эффекта при автоматизации сложных технологических процессов.

Новые возможности для электропривода связаны с созданием и применением электрических двигателей специального назначения. К их числу относятся линейные электродвигатели поступательного движения, малоинерционные двигатели с гладким, полым или дисковым якорем, многокоординатные шаговые двигатели, двигатели с катящимся и волновым роторами и др. Использование в электроприводе таких двигателей позволяет повысить его быстродействие и точность работы, в ряде случаев упростить или совсем устранить механическое передаточное устройство, обеспечить несколько степеней свободы движения исполнительного органа, повысить экономичность работы привода и т. д.

Современный автоматизированный электропривод — это высоконадежная и экономичная электромеханическая система, способная полностью обеспечить автоматизацию любого технологического процесса, достигнуть высокого быстродействия и точности при своей работе, улучшить условия труда обслуживающего персонала.

Глава первая

МЕХАНИКА ЭЛЕКТРОПРИВОДА

1.1. УРАВНЕНИЯ МЕХАНИЧЕСКОГО ДВИЖЕНИЯ

Механическое движение от вала двигателя к исполнительному органу передается с помощью механического передаточного устройства (МПУ) (см. рис. В.1), которое в общем случае включает в себя различные механические элементы — шестерни, канаты, валы, муфты сцепления, шкивы и т. д. Эти элементы вращаются или движутся поступательно с разной скоростью, имеют определенную жесткость и момент инерции (массу), а соединения между ними в общем случае содержат зазоры. Наличие этих свойств элементов МПУ вносит определенные искажения в процесс передачи движения от двигателя к исполнительному органу и требует соответствующего учета. Анализ механического движения осуществляется с помощью расчетных схем электропривода, получаемых по определенным правилам.

Механическое движение элементов электропривода описывается с помощью законов электромеханики. Из курса физики известно, что движение материального тела определяется вторым законом Ньютона, причем уравнение этого движения имеет вид:

для твердого тела, вращающегося вокруг неподвижной оси,

$$\Sigma \vec{M} = J \frac{d\omega}{dt} \quad (1.1)$$

и для поступательно движущегося тела

$$\Sigma \vec{F} = m \frac{d\vec{v}}{dt}, \quad (1.2)$$

где $\Sigma \vec{M}$ и $\Sigma \vec{F}$ — векторные суммы моментов или сил, действующих на тело; J и m — момент инерции и масса тела;

В другом случае, когда $\Sigma \vec{M} = 0$ или $\Sigma \vec{F} = 0$, электропривод движется с установившейся скоростью или находится в состоянии покоя. Выражения

$$\Sigma \vec{M} = 0; \quad \Sigma \vec{F} = 0 \quad (1.3)$$

называются условиями установившегося движения и в дальнейшем будут часто использоваться.

Поскольку при движении тела вокруг неподвижной оси или при поступательном движении тела вдоль прямолинейной оси все векторные величины направлены вдоль одной оси, то вместо них можно использовать скалярные величины. Поэтому в дальнейшем не используется запись уравнений движения в векторном виде.

Нахождение зависимостей скорости движения от времени $\omega(t)$ и $v(t)$ осуществляется путем решения (интегрирования) уравнений (1.1), (1.2). При этом должны быть известны момент инерции J или масса m , а также характер действующих моментов или усилий. В общем случае моменты и усилия могут зависеть от времени, скорости движения, положения тела в пространстве. Для нахождения изменения во времени углового $\varphi(t)$ или линейного $S(t)$ положения тела осуществляется интегрирование следующих дифференциальных уравнений:

$$\omega = d\varphi/dt; \quad v = dS/dt. \quad (1.4)$$

В некоторых случаях момент инерции J или масса m может зависеть от времени или положения тела. Эти случаи относительно редко встречаются в практике электропривода и рассмотрены в [7, 33].

1.2. РАСЧЕТНЫЕ СХЕМЫ МЕХАНИЧЕСКОЙ ЧАСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Элементы механической части привода механически связаны друг с другом и образуют единую кинематическую цепь от двигателя к исполнительному органу. Каждый элемент имеет свою скорость движения и характеризуется мо-

ментом инерции или массой, а также совокупностью действующих на него моментов или сил. Движение любого элемента описывается одним из уравнений (1.1), (1.2), при использовании которых должно быть учтено взаимодействие этого элемента с остальной частью кинематической цепи, что удобно осуществлять путем приведения моментов и усилий, а также моментов инерции и масс. В результате выполнения этой операции приведения реальная кинематическая схема заменяется расчетной энергетически эквивалентной схемой, основу которой составляет тот элемент, движение которого рассматривается.

Приведение указанных величин может быть осуществлено к любому элементу механической части электропривода; но, как правило, этим элементом является вал электродвигателя. Это позволяет наиболее полно исследовать характер движения привода и режим его работы, точнее формировать законы движения. Зная параметры кинематической схемы, можно определить и вид движения исполнительного органа. В некоторых более редких случаях поступают наоборот, осуществляя приведение всех величин к исполнительному органу.

Для выявления сущности операции приведения обратимся к рис. 1.1, а, на котором показана кинематическая схема электропривода подъемной лебедки. Двигатель ЭД через соединительную муфту М1, редуктор Р и муфту М2 приводит во вращение барабан Б, на котором навит канат К. К концу каната прикреплен крюк лебедки Кр (исполнительный орган механизма), к которому подвешивается груз массой m . Нагрузка электропривода определяется действием силы тяжести, а также трением движущихся частей.

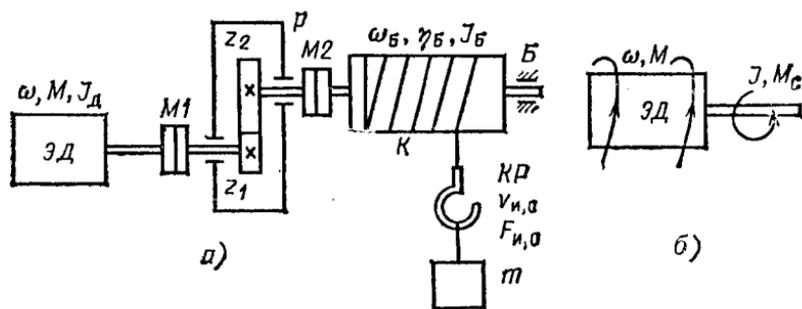


Рис. 1.1. Схема механической части электропривода:
а — реальная; б — приведенная расчетная

Этот вид нагрузки привода, называемый обычно потерями на трение, учитывается КПД редуктора η_p и барабана η_b . После приведения моментов инерции, масс и сил в схеме рис. 1.1, а к валу двигателя получаем эквивалентную расчетную схему рис. 1.1, б, в которой подлежат определению приведенные значения момента нагрузки (сопротивления) M_c и момента инерции J . Момент M_c в теории электропривода также называют статическим моментом.

Приведение момента нагрузки осуществляют исходя из равенства механической мощности нагрузки двигателя в реальной (рис. 1.1, а) и эквивалентной (рис. 1.1, б) схемах. Приведение момента нагрузки выполняют двумя способами в зависимости от направлений потока энергии в механической части. Если производится подъем груза, то двигатель совершает полезную работу по подъему груза и покрывает потери мощности на трение в кинематической цепи. Энергия направляется от двигателя к исполнительному органу, и баланс мощностей в этом случае имеет вид

$$M_c \omega = F_{н,о} v_{н,о} / (\eta_p \eta_b),$$

откуда

$$M_c = F_{н,о} v_{н,о} / (\eta_p \eta_b \omega) = F_{н,о} \rho / (\eta_p \eta_b), \quad (1.5)$$

где M_c — приведенный к валу двигателя момент нагрузки (сопротивления); ω — угловая скорость ротора двигателя; $F_{н,о}$ — сила тяжести; $v_{н,о}$ — скорость подъема груза; $\rho = v_{н,о} / \omega$ — радиус приведения кинематической цепи между двигателем и исполнительным органом.

При опускании груза теряемая им потенциальная энергия передается к двигателю. Поэтому потери на трение в кинематической цепи покрываются уже за счет этой энергии, и баланс мощностей имеет вид

$$M_c \omega = F_{н,о} v_{н,о} \eta_p \eta_b,$$

откуда

$$M_c = F_{н,о} \eta_p \eta_b v_{н,о} / \omega = F_{н,о} \eta_p \eta_b \rho. \quad (1.6)$$

По аналогии с рассматриваемым случаем, если исполнительный орган совершает вращательное движение со скоростью $\omega_{н,о}$ и создает при этом момент нагрузки $M_{н,о}$, приведенный к валу двигателя момент нагрузки M_c определится по одной из формул

$$M_c = M_{н,о} \omega_{н,о} / (\eta \omega) = M_{н,о} / (\eta i); \quad (1.7)$$

$$M_c = M_{н,о} \eta \omega_{н,о} / \omega = M_{н,о} \eta / i, \quad (1.8)$$

где $i = \omega / \omega_{н.о}$ — передаточное число кинематической цепи между валом двигателя и исполнительным органом; η — КПД этой цепи.

Формула (1.7) справедлива при направлении потока энергии от двигателя к исполнительному органу, формула (1.8) — при обратном направлении.

Приведение моментов инерции и масс элементов осуществляют исходя из равенства запаса кинетической энергии в реальной и эквивалентной расчетной схемах

$$J\omega^2/2 = J_d \omega^2/2 + J_6 \omega_6^2/2 + m v_{н.о}^2/2,$$

откуда находим

$$J = J_d + J_6 \frac{\omega_6^2}{\omega^2} + m \frac{v_{н.о}^2}{\omega^2} = J_d + J_6/i^2 + m\rho^2, \quad (1.9)$$

где J — приведенный к валу двигателя момент инерции элементов МПУ; J_d — момент инерции двигателя, муфты $M1$ и шестерни z_1 , J_6 — момент инерции шестерни z_2 , муфты $M2$ и барабана B .

Обобщая полученный результат, заключаем, что для приведения момента инерции вращающегося элемента к валу двигателя следует разделить момент инерции на квадрат передаточного числа участка кинематической цепи между двигателем и этим элементом, а для приведения массы поступательно движущегося элемента следует умножить массу на квадрат радиуса приведения участка кинематической цепи между двигателем и этим элементом.

В результате выполнения приведения по указанным правилам расчетная схема имеет вид рис. 1.1, б. Отметим, что расчетная схема рис. 1.1, б в теории электропривода получила название одномассовой механической системы. Она соответствует механической части привода с абсолютными жесткими элементами и без зазоров.

Применительно к приведенной расчетной схеме рис. 1.1, б уравнение движения в векторной форме имеет вид

$$\vec{M} + \vec{M}_c = J \frac{d\vec{\omega}}{dt}. \quad (1.10)$$

Для указанных на рис. 1.1, б направлений моментов двигателя и нагрузки, которые относятся к самому распространенному двигательному режиму работы электропривода, когда движение осуществляется под действием вращающе-

го момента двигателя, а момент нагрузки противодействует движению, уравнение (1.10) в скалярной форме записывается как

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (1.11)$$

Правую часть уравнений (1.10) и (1.11) называют динамическим моментом, т. е.

$$M_{\text{дин}} = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (1.12)$$

Основные положения данного параграфа, полученные для наиболее распространенных в настоящее время двигателей вращательного движения, полностью применимы и к двигателям поступательного движения.

Пример 1.1. Применительно к схеме рис. 1.1, а рассчитать значения J и M_c при подъеме груза. Дано: моменты инерции двигателя вместе с муфтой $M1$ и шестерней z_1 $J_d = 0,15$ кг·м², а барабана вместе с муфтой $M2$ и шестерней z_2 $J_b = 1,8$ кг·м²; передаточное число редуктора $i_p = z_2/z_1 = 86/14 = 6,14$; КПД редуктора $\eta_p = 0,97$ и барабана $\eta_b = 0,95$; скорости двигателя $\omega = 93$ рад/с и подъема груза $v_{н,о} = 0,1$ м/с; масса груза вместе с крюком $m = 850$ кг.

Приведенный момент нагрузки M_c определяем по (1.5)

$$M_c = \frac{F_{н,о} v_{н,о}}{\eta_p \eta_b \omega} = \frac{mgv_{н,о}}{\eta_p \eta_b \cdot 93} = \frac{850 \cdot 9,81 \cdot 0,1}{0,97 \cdot 0,95 \cdot 93} = 9,7 \text{ Н·м},$$

где $g = 9,81$ м/с² — ускорение силы тяжести.

Приведенный момент инерции J находим по (1.9)

$$J = J_d + J_b/i_p^2 + m(v_{н,о}/\omega)^2 = 0,15 + 1,8/(6,14)^2 + 850(0,1/93)^2 = 0,2 \text{ кг·м}^2.$$

При спуске груза приведенный момент нагрузки M_c должен быть рассчитан по (1.6), а момент инерции остается неизменным.

1.3. МНОГОМАССОВЫЕ МЕХАНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Механическая часть электропривода в общем случае содержит элементы конечной жесткости. Обращаясь к кинематической схеме подъемной лебедки рис. 1.1, а, в качестве таких элементов можно назвать канат K и валы, соединяющие двигатель с редуктором и редуктор с барабаном.

При наличии упругих элементов в результате выполнения операции приведения в ряде случаев не удастся получить одномассовую расчетную схему рис. 1.1, б, и в зависи-

мости от числа упругих элементов получаются многомассовые механические системы — двухмассовая, трехмассовая и т. д.

При рассмотрении движения таких систем вводится понятие коэффициента жесткости c упругого элемента. Он представляет собой коэффициент пропорциональности между линейной ΔL или угловой $\Delta\varphi$ деформациями и возникающими в упругом элементе силой F_y или моментом M_y

$$F_y = c_1 \Delta L; \quad (1.13)$$

$$M_y = c_2 \Delta\varphi. \quad (1.14)$$

Коэффициенты жесткости c_1 и c_2 определяются геометрическими размерами упругого элемента и зависят от материала, из которого он изготовлен. Для упругого стержня при его растяжении или сжатии коэффициент жесткости, Н/м, определяется как

$$c_1 = SE/L, \quad (1.15)$$

где L — длина стержня, м; S — площадь поперечного сечения, м²; E — модуль упругости, Па.

Для вала радиусом R при его кручении коэффициент жесткости, Н·м,

$$c_2 = J_s G/L, \quad (1.16)$$

где $J_s = \pi R^4/2$ — момент инерции поперечного сечения вала, м⁴; G — модуль упругости кручения, Па; L — длина вала, м.

Чем больше коэффициент жесткости упругого элемента, тем меньшая деформация в нем возникает. Величина, обратная коэффициенту жесткости, носит название податливости.

При составлении расчетных схем механической части осуществляется приведение к валу двигателя коэффициента жесткости упругого элемента по следующим формулам, которые здесь даются без вывода:

для упругого вала при кручении

$$c = c_2/i^2; \quad (1.17)$$

для упругого поступательно движущегося элемента при растяжении и сжатии

$$c = c_1 \rho^2, \quad (1.18)$$

где i , ρ — соответственно передаточное число и радиус приведения кинематической схемы между валом двигателя и упругим элементом.

При параллельном соединении упругих элементов с коэффициентами жесткости $c_1, c_2, c_3 \dots$ эквивалентная жесткость определяется по формуле

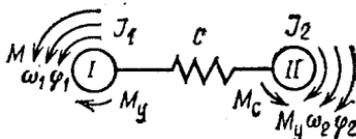
$$c_{\text{экрв}} = c_1 + c_2 + c_3 + \dots, \quad (1.19)$$

а при последовательном

$$\frac{1}{c_{\text{экрв}}} = \frac{1}{c_1} + \frac{1}{c_2} + \frac{1}{c_3} + \dots \quad (1.20)$$

Двухмассовая расчетная механическая система получается, если учитывать один упругий элемент в реальной кинематической схеме. Двухмассовая система может быть также получена и при наличии нескольких упругих элементов в кинематической схеме при ее эквивалентировании с

Р и с. 1.2. Расчетная схема двухмассовой системы



помощью формул (1.19) и (1.20). Эта система изображена на рис. 1.2. Обычно первую массу I образуют масса ротора двигателя и элементов между двигателем и упругим элементом, а вторую массу II — исполнительный орган и элементы между ним и упругим элементом. Обе инерционные массы связаны упругим элементом с коэффициентом жесткости c , и в общем случае их скорости ω_1 и ω_2 , а также углы поворота (положения) φ_1 и φ_2 соответственно не равны между собой.

Движение двухмассовой системы описывается следующей системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} M - M_y &= J_1 \frac{d\omega_1}{dt} = J_1 \frac{d^2\varphi_1}{dt^2}; \\ M_y - M_c &= J_2 \frac{d\omega_2}{dt} = J_2 \frac{d^2\varphi_2}{dt^2}; \\ M_y &= c(\varphi_1 - \varphi_2). \end{aligned} \right\} \quad (1.21)$$

Движение двухмассовой механической системы оказывается более сложным. Как правило, оно имеет колебательный характер, который определяется процессом обмена энергией между массами через упругий элемент. При этом может возникнуть явление механического резонанса.

связанное с резким возрастанием амплитуды движения масс системы. Анализ такого движения достаточно сложен и проводится в фундаментальных трудах по теории электропривода, например в [33 и 35].

Еще более сложное движение имеет место в трехмассовой механической системе, которая получается при учете упругостей двух элементов механической части электропривода. По аналогии со схемой рис. 1.2 расчетная трехмассовая система содержит три массы, соединенные двумя упругими элементами, движение которых описывается системой уравнений, аналогичной (1.21). Более подробно о движении трехмассовой системы см. в [33].

Многомассовые расчетные схемы получаются и в том случае, когда учитываются зазоры между элементами механической части привода. Приведение зазоров осуществляется по следующим правилам:

для элемента с вращательным движением и угловым зазором δ_1 , рад, приведенное значение зазора $\delta = \delta_1 i$, рад;

для элемента с поступательным движением и линейным зазором δ_2 , м, $\delta = \delta_2 / \rho$, рад.

Наличие зазора придает движению нелинейный характер, рассмотрение которого требует специальных математических методов, а в ряде случаев и применения ЭВМ.

1.4. УСТАНОВИВШЕЕСЯ ДВИЖЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА. УСТОЙЧИВОСТЬ МЕХАНИЧЕСКОГО ДВИЖЕНИЯ

В общем случае движение электропривода может происходить в двух режимах — установившемся, при котором скорость движения неизменна (или, в частном случае, равна нулю), и переходном (динамическом), характеризующемся изменением скорости. В этом параграфе рассматривается первый из названных режимов.

Условием установившегося вращательного движения в соответствии с (1.11) является равенство моментов двигателя и приведенного момента нагрузки $M = M_c$. Проверка выполнения этого условия обычно осуществляется графически с помощью механических характеристик двигателя и исполнительного органа.

Механической характеристикой двигателя вращательного движения называется зависимость угловой скорости его вала от развиваемого им момента $\omega(M)$. Для двигателя поступательного движения механическая характеристика представляет собой зависимость скорости двигателя от раз-

виваемого им усилия $v(F)$. Различают естественную и искусственные характеристики двигателей.

Естественной называется механическая характеристика двигателя, которая соответствует основной схеме включения двигателя, номинальным параметрам питающего напряжения и отсутствию в электрических цепях двигателя дополнительных элементов. На рис. 1.3 показаны естествен-

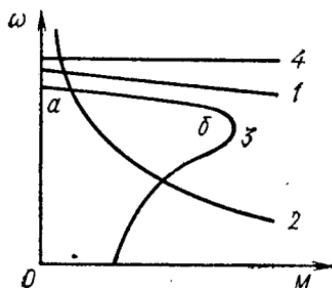


Рис. 1.3. Естественные механические характеристики двигателей

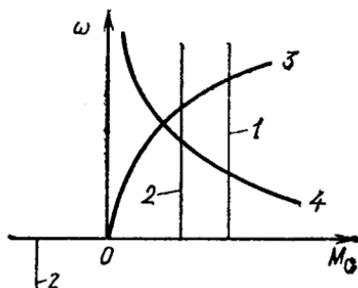


Рис. 1.4. Механические характеристики исполнительных органов

ные характеристики наиболее распространенных двигателей вращательного движения: 1 — двигателя постоянного тока независимого возбуждения; 2 — двигателя постоянного тока последовательного возбуждения; 3 — асинхронного двигателя; 4 — синхронного двигателя.

Искусственные или, как их еще часто называют, *регулируемые* характеристики получаются в том случае, когда изменяются параметры питающего двигателя напряжения или в цепи обмоток двигателя вводятся дополнительные элементы (резисторы, конденсаторы и т. д.), а также при включении двигателя по специальным схемам. Искусственных характеристик у двигателя может быть много.

По аналогии с двигателем *механической характеристики* исполнительного органа рабочей машины называется зависимость скорости его движения от момента или усилия, т. е. зависимость $\omega_{н,о}(M_{н,о})$ или $v_{н,о}(F_{н,о})$. На рис. 1.4 показаны приведенные к валу двигателя механические характеристики $\omega(M_c)$ некоторых исполнительных органов, полученные в результате выполнения операции приведения $M_{н,о}$ или $F_{н,о}$ по (1.5) — (1.8).

Характеристика в виде вертикальной прямой линии 1 соответствует различным подъемным механизмам. Ее от-

личительной особенностью является неизменное направление момента нагрузки M_c . Такие моменты называют активными, они создаются за счет действия различных потенциальных сил — силы тяжести, упругой деформации тел и т. д. Активные моменты при одном направлении движения (подъем груза) оказывают противодействие этому движению, а при другом (спуск груза) — способствуют ему.

Характеристика в виде ломаной линии 2 относится к исполнительному органу, сопротивление при движении которого создается главным образом силами трения. Поэтому ее часто называют также характеристикой сухого трения. Такой характеристикой (или близкой к ней) обладают механизмы подач станков, горизонтальные конвейеры и транспортеры, механизмы передвижения подъемных кранов. Момент нагрузки этого вида всегда направлен навстречу движению, поэтому он получил название реактивного момента нагрузки.

Кривая 3 характеризует момент нагрузки вентиляторов, центробежных компрессоров, дымососов, который обычно пропорционален квадрату скорости. Характеристики вида 3 часто называют вентиляторными.

Характеристикой вида 4, близкой к гиперболической зависимости, обладают механизмы главного движения токарных и фрезерных станков, различные наматывающие устройства.

Отметим, что показанные на рис. 1.3 характеристики представляют собой некоторые идеализированные, теоретические характеристики. Реальный момент нагрузки определяется, как правило, одновременно несколькими составляющими, в силу чего механические характеристики исполнительного органа имеют более сложный вид.

Для оценки крутизны механической характеристики двигателя вводится понятие жесткости, которое определяется как

$$\beta = dM/d\omega \approx \Delta M/\Delta\omega. \quad (1.22)$$

Используя этот показатель, характеристику синхронного двигателя (прямая 4 на рис. 1.3) можно назвать абсолютно жесткой ($\beta = \infty$), двигателя постоянного тока с независимым возбуждением (прямая 1) — жесткой, а с последовательным возбуждением (кривая 2) — мягкой. Характеристика асинхронного двигателя (кривая 3) имеет переменную жесткость — на так называемом рабочем участке (отрезок *ab* характеристики) жесткость отрицательна и

значительна по модулю, в области критического момента она равна нулю, а при меньших скоростях она положительна и невелика.

Имея механическую характеристику двигателя и приведенную характеристику исполнительного органа (в дальнейшем характеристику $\omega(M_c)$ будем называть просто характеристика исполнительного органа), нетрудно определить выполнимость условия установившегося движения $M=M_c$. Для этого совместим в одном и том же квадранте эти характеристики. Факт пересечения этих характеристик говорит о возможности совместной работы двигателя и рабочей машины, а точка их пересечения является точкой установившегося движения, так как в этой точке $M=M_c$ и $d\omega/dt=0$.

На рис. 1.5 показаны механические характеристики вентилятора (кривая 1) и двигателя независимого возбуждения (кривая 2). Точка А является точкой установившегося движения, а ее координаты $(\omega_{уст}, M_{уст})$ — координатами установившегося движения вентилятора.

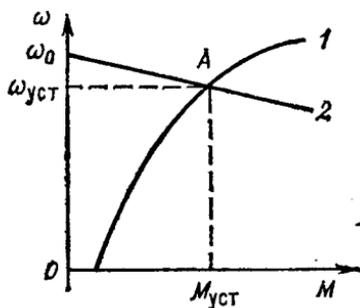


Рис. 1.5. Определение параметров установившегося движения

Наряду с понятием механическая характеристика в теории электропривода широко используется понятие электро-механическая характеристика электропривода, под которой понимается зависимость скорости электропривода от тока электродвигательного устройства. ✓

Для полного анализа установившегося движения необходимо определить, является ли это движение устойчивым. Устойчивым будет такое установившееся движение, кото-

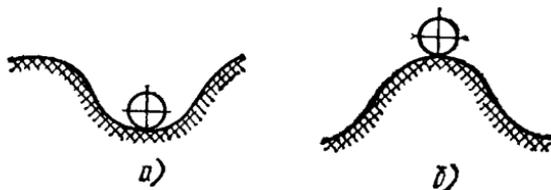


Рис. 1.6. К понятию устойчивости

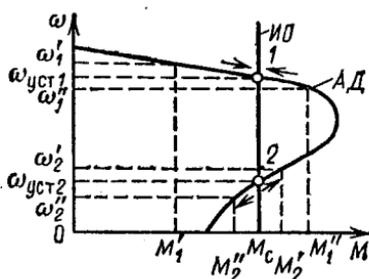


Рис. 1.7. Определение устойчивости механического движения

рое, будучи выведенным из установленного режима каким-то внешним возмущением, возвращается в этот режим после исчезновения возмущения. В остальных случаях движение будет неустойчивым. Иллюстрацией устойчивости движения может служить положение равновесия шарика на поверхности: устойчивое на рис. 1.6, а и неустойчивое на рис. 1.6, б.

Для определения устойчивости движения удобно воспользоваться механическими характеристиками.

Оценим в качестве примера (рис. 1.7) устойчивость движения электропривода с асинхронным двигателем АД, приводящим в движение исполнительный орган с вертикальной механической характеристикой ИО. Установившееся движение возможно с двумя скоростями: $\omega_{уст1}$ в точке 1 и $\omega_{уст2}$ в точке 2, в которых $M = M_c$. Определим, устойчиво ли движение в обеих точках.

Точка 1. Предположим, что под воздействием кратковременного возмущения скорость увеличилась до значения ω'_1 , после чего воздействие исчезло. По механической характеристике АД скорости ω'_1 будет соответствовать момент $M'_1 < M_c$. В результате этого динамический момент $M_{дин} = Jd\omega/dt = M'_1 - M_c$ станет отрицательным и привод начнет тормозиться до скорости $\omega_{уст1}$, при которой $M = M_c$.

Если возмущение вызовет снижение скорости до значения ω''_1 , то момент АД возрастет до значения $M''_1 > M_c$, динамический момент $M_{дин} = Jd\omega/dt = M''_1 - M_c$ станет положительным и скорость увеличится до прежнего значения $\omega_{уст1}$. Таким образом, движение в точке 1 со скоростью $\omega_{уст1}$ является устойчивым.

Точка 2. Проведем аналогично анализ устойчивости установившегося движения в точке 2. При повышении скорости до ω'_2 момент АД возрастет до значения M'_2 , динамический момент $M_{дин} = M'_2 - M_c > 0$ и скорость будет продолжать увеличиваться, не возвращаясь к своему исходному значению $\omega_{уст2}$.

При снижении скорости вследствие снижения момента АД динамический момент будет отрицательным, и процесс снижения скорости будет продолжаться и далее. Таким образом, можно сделать вывод о неустойчивости движения электропривода в точке 2 со скоростью $\omega_{уст2}$.

Вследствие отмеченного положения часто участок характеристики АД с отрицательной жесткостью, на котором расположена точка 1, называют рабочим, а участок с положительной жесткостью, где находится точка 2 — нерабочим.

Проведенный анализ позволяет определить, что необходимым и достаточным условием устойчивости установившегося движения является противоположность знаков приращения скорости и возникающего при этом динамического момента, т. е.

$$M_{дин}/\Delta\omega < 0. \quad (1.23)$$

Устойчивость или неустойчивость движения может быть определена и аналитически с помощью понятия жесткости механических характеристик АД и исполнительного органа β и β_c . Без вывода приведем условие устойчивой работы электропривода в конечном виде

$$\beta - \beta_c < 0 \text{ или } \beta < \beta_c. \quad (1.24)$$

Для рассматриваемого примера $\beta_c = 0$, поэтому устойчивость определяется знаком жесткости характеристики АД β : для точки 1 $\beta < 0$ и движение устойчиво, а для точки 2 $\beta > 0$ и движение неустойчиво. Отметим, что в соответствии с (1.24) при определенной жесткости β_c устойчивая работа электропривода возможна и при положительной жесткости механической характеристики АД, в частности на так называемом нерабочем участке характеристики АД.

1.5. НЕУСТАНОВИВШЕЕСЯ ДВИЖЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПРИ ПОСТОЯННОМ ДИНАМИЧЕСКОМ МОМЕНТЕ

Неустановившееся механическое движение электропривода возникает во всех случаях, когда момент двигателя отличается от момента нагрузки, т. е. когда $M_{дин} \neq 0$. Характер этого движения однозначно определяется законом изменения динамического момента, который, являясь функцией моментов двигателя и нагрузки, может зависеть от скорости, времени или положения исполнительного органа.

Рассмотрение неустановившегося движения электропри-

вода имеет своей основной целью получение зависимостей изменения во времени выходных механических координат электропривода — момента $M(t)$, скорости $\omega(t)$ и положения вала двигателя $\varphi(t)$. Кроме того, часто требуется определить время неустановившегося движения (переходного процесса) электропривода. Отметим, что законы изменения моментов двигателя и нагрузки должны быть предварительно заданы.

Рассмотрим неустановившееся движение одномассовой системы, показанной на рис. 1.1, б, при неизменном и отличном от нуля динамическом моменте. Такое движение возникает в том случае, когда механические характеристики двигателя и исполнительного органа параллельны, например вертикальны, как это показано на рис. 1.8, а.

Искомые зависимости изменения координат электропривода во времени получаются путем решения (интегрирования) основного уравнения движения (1.11). В рассматриваемом случае оно относится к классу дифференциальных уравнений с разделяющимися переменными

$$d\omega = \frac{M - M_c}{J} dt,$$

откуда при учете $M - M_c = \text{const}$ находим

$$\omega = \frac{M - M_c}{J} t + C_1.$$

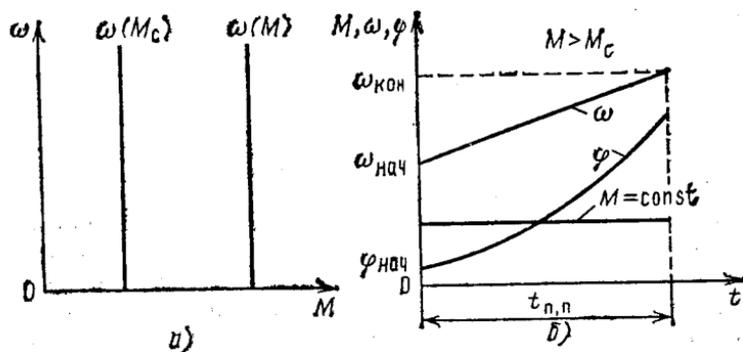


Рис. 1.8. Переходные процессы при постоянных моментах двигателя и исполнительного органа:

а — механические характеристики двигателя и исполнительного органа; б — графики переходного процесса.

Постоянная интегрирования C_1 определяется из начальных условий: при $t=0$ $\omega = \omega_{\text{нач}}$, откуда $C_1 = \omega_{\text{нач}}$. Окончательно получаем

$$\omega = \frac{M - M_c}{J} t + \omega_{\text{нач}}. \quad (1.25)$$

Из (1.25) следует, что при $M_{\text{дин}} = M - M_c = \text{const}$ скорость есть линейная функция времени. Она увеличивается при $M - M_c > 0$ и уменьшается при $M - M_c < 0$. На рис. 1.8, б показан процесс изменения скорости $\omega(t)$ при $M - M_c > 0$. Там же показан график момента двигателя $M(t)$, представляющий собой в данном случае горизонтальную линию $M = \text{const}$.

Выражение (1.25) позволяет определить время переходного процесса $t_{\text{п,п}}$, т. е. время изменения скорости от начального $\omega_{\text{нач}}$ до некоторого конечного $\omega_{\text{кон}}$ значения. Полагая в (1.25) $\omega = \omega_{\text{кон}}$ и $t = t_{\text{п,п}}$, находим

$$t_{\text{п,п}} = J (\omega_{\text{кон}} - \omega_{\text{нач}}) / (M - M_c). \quad (1.26)$$

График изменения угла поворота вала двигателя во времени $\varphi(t)$ находится путем интегрирования (1.25) с учетом равенств $\omega = d\varphi/dt$ и $d\varphi = \omega dt$

$$\varphi = \int \omega dt = \frac{M - M_c}{J} \int t dt + \omega_{\text{нач}} \int dt$$

или

$$\varphi = \frac{(M - M_c)}{J} \frac{t^2}{2} + \omega_{\text{нач}} t + C_2.$$

При $t=0$ $\varphi = \varphi_{\text{нач}}$, откуда $C_2 = \varphi_{\text{нач}}$. Окончательно для изменения угла поворота $\varphi(t)$ получаем

$$\varphi = \frac{(M - M_c)}{J} \frac{t^2}{2} + \omega_{\text{нач}} t + \varphi_{\text{нач}}. \quad (1.27)$$

Из (1.27) видно, что зависимость $\varphi(t)$ имеет параболический характер; она также приведена на рис. 1.8, б.

Несмотря на кажущуюся идеализированность рассмотренного случая, полученные аналитические соотношения часто используются при выполнении различных приближенных расчетов в электроприводе при рассмотрении его неустановившегося движения. Один из таких расчетов иллюстрирует пример 1.2.

Пример 1.2. Требуется ориентировочно оценить время разбега холостую ($M_c = 0$) АД, имеющего характеристику, показанную на рис. 1.9, и следующие технические данные: скорость идеального холостого хода $\omega_0 = 314$ рад/с; пусковой момент $M_n = 80$ Н·м; максимальный (критиче-

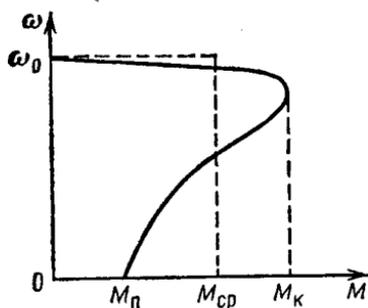


Рис. 1.9. К расчету ориентировочного времени пуска асинхронного двигателя

ский) момент $M_k = 120$ Н·м; момент инерции ротора $J = 0,2$ кг·м².

Точное определение времени разбега АД с показанной нелинейной характеристикой связано с определенными трудностями. Если же ограничиться лишь оценкой этого времени,

то задача упрощается и решается следующим образом. Реальная характеристика двигателя $\omega(M)$ заменяется прямоугольной, как это показано на рис. 1.9 штриховой линией. Средний момент $M_{ср}$, определяемый обычно как полусумма пускового M_n и критического M_k моментов, т. е. $M_{ср} = (M_n + M_k)/2$, принимается за время разбега двигателя неизменным. Тогда справедливы все выводы этого параграфа и время разбега $t_{разб} = t_{п.п}$ определится по (1.26)

$$t_{разб} = t_{п.п} = J(\omega_0 - 0)/(M_{ср} - 0) = 0,2 \cdot 314/100 = 0,63 \text{ с.}$$

Аналогичные расчеты могут быть выполнены для нелинейных механических характеристик и других видов переходных режимов: торможения, реверса, переходе с характеристики на характеристику.

1.6. НЕУСТАНОВИВШЕЕСЯ ДВИЖЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПРИ ЛИНЕЙНОЙ ЗАВИСИМОСТИ МОМЕНТОВ ДВИГАТЕЛЯ И ИСПОЛНИТЕЛЬНОГО ОРГАНА ОТ СКОРОСТИ

Рассматриваемый вид движения является весьма распространенным. Он, в частности, характерен для переходных процессов в электроприводе с двигателем постоянного тока независимого возбуждения и частично для асинхронного электропривода.

Получение общих аналитических выражений для изменения скорости и момента двигателя во времени проведем с помощью рис. 1.10, где представлены линейные механические характеристики двигателя D и исполнительного органа $ИО$. Аналитически эти характеристики могут быть соответственно представлены как

$$\left. \begin{aligned} M &= M_{к.з} - \beta\omega; \\ M_c &= M_{с0} + \beta_c\omega, \end{aligned} \right\} \quad (1.28)$$

где $M_{к.з}$ и $M_{с0}$ — моменты двигателя и исполнительного органа при $\omega = 0$.

Рис. 1.10. Линейные механические характеристики двигателя и исполнительного органа

Выражая в (1.11) M и M_c с помощью (1.28) через скорость, получаем

$$J \frac{d\omega}{dt} + (\beta + \beta_c) \omega = M_{к.з} - M_{с0}. \quad (1.29)$$

Поделив уравнение (1.29) почленно на $\beta + \beta_c$, найдем линейное неоднородное дифференциальное уравнение первого порядка

$$T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_{уст}, \quad (1.30)$$

где $T_m = J/(\beta + \beta_c)$ — электромеханическая постоянная времени процесса, с; $\omega_{уст} = (M_{к.з} - M_{с0})/(\beta + \beta_c)$ — установившаяся (конечная) скорость движения, соответствующая точке I пересечения механических характеристик (рис. 1.10).

Решение (1.30) будем искать как сумму общего решения линейного однородного уравнения (свободной составляющей движения)

$$T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = 0 \quad (1.31)$$

и частного решения неоднородного уравнения (1.30) (принужденной составляющей движения), т. е. в виде

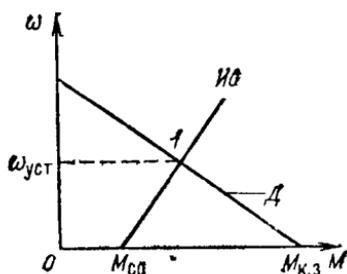
$$\omega = \omega_{св} + \omega_{пр}. \quad (1.32)$$

Свободную составляющую движения в соответствии с уравнением (1.31) найдем в виде $\omega_{св} = Ae^{pt}$, где A — некоторая константа, а p — корень характеристического уравнения

$$\omega + T_m p \omega = 0. \quad (1.33)$$

Из (1.33) находим корень характеристического уравнения $p = -1/T_m$, и для свободной составляющей имеем

$$\omega_{св} = Ae^{-t/T_m}. \quad (1.34)$$



Принужденная составляющая движения может быть получена, если в (1.30) положить $d\omega/dt=0$. Выполнив это, найдем

$$\omega_{пр} = \omega_{уст}. \quad (1.35)$$

С учетом (1.34) и (1.35) представим решение (1.30) в виде

$$\omega = \omega_{уст} + Ae^{-t/T_M}. \quad (1.36)$$

Константу A находим по начальным условиям переходного процесса: при $t=0$ $\omega = \omega_{нач}$, откуда $A = \omega_{нач} - \omega_{уст}$.

Окончательно для скорости получаем

$$\omega = (\omega_{нач} - \omega_{уст}) e^{-t/T_M} + \omega_{уст}. \quad (1.37)$$

Так как скорость и момент двигателя связаны линейной зависимостью [первое уравнение (1.28)], закон изменения момента в функции времени имеет вид, аналогичный (1.37),

$$M = (M_{нач} - M_{уст}) e^{-t/T_M} + M_{уст}. \quad (1.38)$$

Для нахождения зависимости угла поворота вала двигателя от скорости необходимо проинтегрировать дифференциальное уравнение $d\varphi = \omega(t) dt$, предварительно подставив в него найденную зависимость $\omega(t)$ из (1.37). Опуская промежуточные выкладки, приведем окончательный результат

$$\varphi = \varphi_{нач} + T_M (\omega_{нач} - \omega_{уст}) (1 - e^{-t/T_M}) + \omega_{уст} t. \quad (1.39)$$

Полученные выражения (1.37) — (1.39) могут использоваться для анализа переходных процессов различного вида — пуска, реверса, торможения и т. д. Для пользования ими в каждом конкретном случае должна быть определена электромеханическая постоянная времени T_M , а также начальные и конечные значения координат $\omega_{нач}$, $\omega_{уст}$, $M_{нач}$, $M_{уст}$, $\varphi_{нач}$. В частном случае, когда $M_c = \text{const}$ и $\beta_c = 0$, эти величины могут быть определены по формулам

$$\begin{aligned} T_M &= J/\beta = J\Delta\omega/\Delta M = J\omega_0/M_{к,з}; \\ \omega_{уст} &= \omega_0 - M_c/\beta; \quad M_{уст} = M_c. \end{aligned} \quad (1.40)$$

Выражения (1.37) и (1.38) позволяют определить время $t_{п,л}$ изменения скорости или момента от какого-либо начального значения до значений ω_i или M_i

$$t_{п,л} = T_M \ln \frac{\omega_{уст} - \omega_{нач}}{\omega_{уст} - \omega_i} = T_M \ln \frac{M_{нач} - M_{уст}}{M_i - M_{уст}}. \quad (1.41)$$

Электромеханическая постоянная времени T_m , входящая в уравнения (1.37)—(1.39), имеет определенное физическое содержание. Обратимся к рис. 1.11, на котором изображена идеализированная прямоугольная характеристика двигателя. Из (1.26) для определения времени разбега двигателя вхолостую до скорости ω_0 при $M=M_{к.з}$, $M_c=0$, $\omega_{нач}=0$ и $\omega_{кон}=\omega_0$ получаем

$$t_{п.п} = t_{разб} = J\omega_0/M_{к.з} = T_m.$$

Из полученного соотношения видно, что электромеханическая постоянная времени T_m численно равна времени

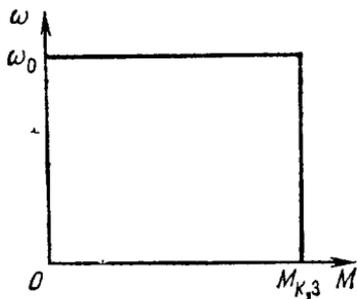


Рис. 1.11. К понятию физического смысла электромеханической постоянной времени T_m

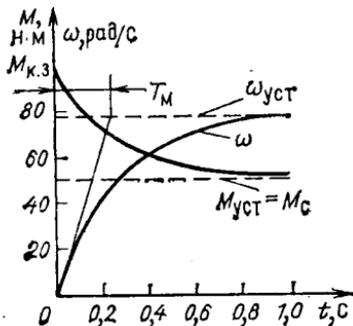


Рис. 1.12. Кривые скорости и момента при пуске двигателя с линейной механической характеристикой

разбега двигателя вхолостую до скорости идеального холостого хода под действием момента короткого замыкания $M_{к.з}$.

Если провести касательную к экспонентам $\omega(t)$ или $M(t)$ в точке $t=0$, то отрезок, отсекаемый касательной на уровне установившегося значения $\omega_{уст}$ или $M_{уст}$, равен в масштабе времени постоянной времени T_m , как показано на рис. 1.12.

Электромеханическая постоянная времени T_m экспоненциальных переходных процессов однозначно определяет их длительность. Теоретически время таких переходных процессов равно бесконечности. Практически за условное время окончания переходного процесса принимается время, за которое координата достигла 95 % установившегося значения или, другими словами, отличается от этого значения на 5 %. Это практическое время переходного процесса равно

$3T_m$. Иногда за практическое время переходного процесса принимается время достижения координатой 98 % установившегося значения, которому соответствует время $4T_m$.

Полученные выражения (1.37)—(1.39) справедливы для непрерывных линейных механических характеристик двигателя и исполнительного органа. Если же одна из них имеет разрыв, как, например, характеристика момента трения, то переходный процесс рассчитывается по участкам, при этом конечные значения координат на предыдущем участке равны начальным значениям на следующем участке.

Пример 1.3. Построить зависимости $\omega(t)$ и $M(t)$ при пуске двигателя, имеющего линейную механическую характеристику $\omega(M)$, при следующих исходных данных: скорость идеального холостого хода двигателя $\omega_0=157$ рад/с; момент короткого замыкания $M_{к,з}=100$ Н·м; приведенный момент инерции $J=0,15$ кг·м²; момент нагрузки M_c неизменен и равен 50 Н·м. Механическая характеристика двигателя $\omega(M)$ соответствует рис. 1.10.

1. Вначале определим электромеханическую постоянную T_m . Для рассматриваемого примера в соответствии с (1.40)

$$T_m = J/\beta = J\omega_0/M_{к,з} = 0,15 \cdot 157/100 \doteq 0,24 \text{ с.}$$

2. Найдем начальные и конечные значения переменных: $\omega_{нач}=0$; $M_{нач} = M_{к,з} = 100$ Н·м; $\omega_{уст} = \omega_0 - M_c/\beta = \omega_0 - M_c\omega_0/M_{к,з} = 157 - 50 \cdot 157/100 = 78,5$ рад/с; $M_{уст} = M_c = 50$ Н·м.

3. Выражения для скорости и момента в соответствии с (1.37) и (1.38) принимают вид

$$\omega = 78,5 (1 - e^{-t/0,24}); \quad M = 50 (1 + e^{-t/0,24}).$$

В соответствии с этими уравнениями на рис. 1.12 построены искомые кривые $\omega(t)$ и $M(t)$, представляющие собой экспоненты.

1.7. НЕУСТАНОВИВШЕЕСЯ ДВИЖЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПРИ ПРОИЗВОЛЬНОЙ ЗАВИСИМОСТИ ДИНАМИЧЕСКОГО МОМЕНТА ОТ СКОРОСТИ

В общем случае динамический момент, определяемый моментами двигателя и исполнительного органа, зависит от скорости, положения исполнительного органа и времени, в том числе и произвольным образом.

Рассмотрим неустановившееся движение, когда аналитическая зависимость динамического момента от скорости отсутствует.

Нахождение искомых зависимостей $M(t)$, $\omega(t)$ и $\varphi(t)$ связано с решением (интегрированием) основного уравне-

ния движения (1.11) при заданных законах изменения моментов двигателя и нагрузки. Если эти законы выражаются аналитически, то основные проблемы имеют математический характер и связаны с интегрированием уравнения (1.11). Когда законы изменения моментов не заданы аналитически или точное решение (1.11) невозможно, используются приближенные способы интегрирования уравнения движения: численные и графоаналитические. Рассмотрим применение этих методов при произвольной зависимости моментов только от скорости движения.

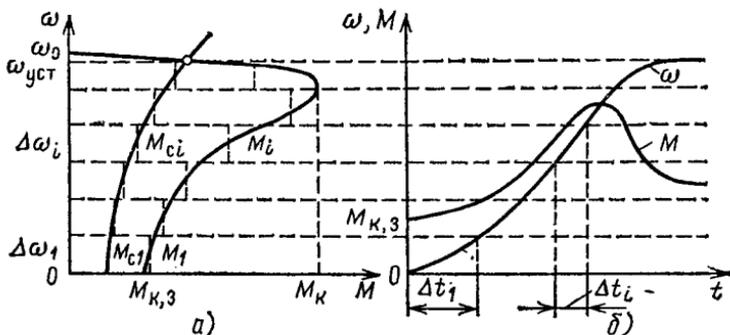


Рис. 1.13. Использование численного метода для построения кривых переходного процесса:

а — механические характеристики; *б* — кривые переходного процесса

Численные методы интегрирования дифференциальных уравнений широко используются в вычислительной математике и известны под названием методов Эйлера, Рунге — Кутты и др. Рассмотрим применение наиболее простого из них — метода Эйлера на примере получения зависимости $\omega(t)$ при пуске АД с вентилятором, механические характеристики приведены на рис. 1.13, *а*.

Метод Эйлера предусматривает замену дифференциалов переменных в (1.11) их приращениями, в результате чего это уравнение может быть записано в виде

$$\Delta t = J \Delta \omega / (M - M_c). \quad (1.42)$$

Для пользования этим уравнением ось скорости разбивается на ряд интервалов $\Delta \omega_i$, на которых моменты АД и нагрузки (вентилятора) принимаются постоянными. Далее для удобства вычислений составляется табл. 1.1.

Таблица 1.1.

$\Delta\omega_i$	$\omega_i = \omega_{i-1} + \Delta\omega_i$	M_i	M_{ci}	Δt_i	$t_i = t_{i-1} + \Delta t_i$
1	2	3	4	5	6
$\Delta\omega_1$	$\omega_1 = \Delta\omega_1$	M_1	M_{c1}	Δt_1	$t_1 = \Delta t_1$
$\Delta\omega_2$	$\omega_2 = \omega_1 + \Delta\omega_2$	M_2	M_{c2}	Δt_2	$t_2 = t_1 + \Delta t_2$
....
$\Delta\omega_i$	$\omega_i = \omega_{i-1} + \Delta\omega_i$	M_i	M_{ci}	Δt_i	$t_i = t_{i-1} + \Delta t_i$
....

Порядок расчета зависимости $\omega(t)$ состоит в следующем. Для каждого i -го интервала скорости $\Delta\omega_i$ по характеристикам рис. 1.13, а определяют средние на этом интервале моменты двигателя M_i (столбец 3) и нагрузки M_{ci} (столбец 4). Далее по (1.42) рассчитывают Δt_i (столбец 5). На последнем этапе расчета определяют текущие значения скорости (столбец 2) и времени (столбец 6) как сумму приращения и значения переменной на предыдущем участке и строят искомую зависимость $\omega(t)$ (рис. 1.13, б). Данные табл. 1.1 позволяют построить и зависимость $M(t)$, для чего должны быть использованы данные столбцов 3 и 6.

При необходимости построение зависимости $\varphi(t)$ уравнение $d\varphi = \omega dt$ также записывается в приращениях $\Delta\varphi = \omega \Delta t$, и по данным столбцов 2 и 5 может быть получена и эта зависимость.

Достоинство рассмотренного численного метода состоит в его простоте и наглядности, а точность его определяется интервалами $\Delta\omega$ разбиения оси скорости.

Графические и графоаналитические методы, среди которых наибольшее распространение получили *метод площадей и метод пропорций*, также предназначены для приближенного интегрирования уравнения движения для получения зависимостей $M(t)$, $\omega(t)$ и $\varphi(t)$. Рассмотрим сущность *метода пропорций* на том же примере пуска АД вентилятора.

В основе этого метода также лежит представление переменных в (1.11) в виде приращений

$$(M - M_c)/J = \Delta\omega/\Delta t. \quad (1.43)$$

Построение осуществляется следующим образом (рис. 1.14). В левом квадранте строим характеристики $M(\omega)$,

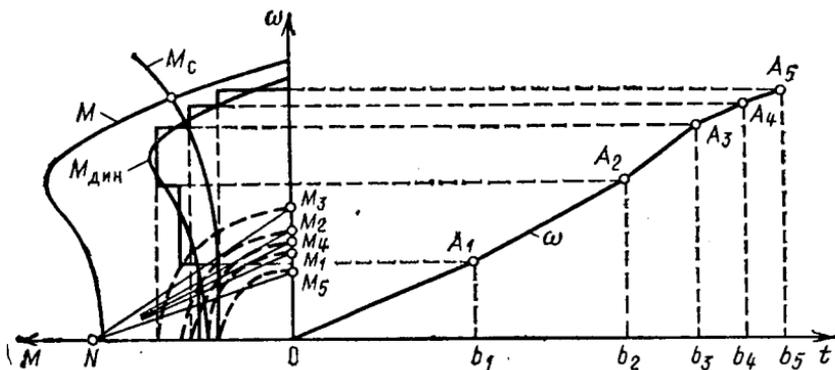


Рис. 1.14. Графический метод получения кривых переходного процесса

$M_c(\omega)$ и графически находим зависимость динамического момента от скорости $M_{дин}(\omega)$. Далее ось скорости разбиваем на ряд интервалов, на каждом из которых динамический момент принимается постоянным. Затем полученные на каждом интервале значения $M_{дин}$ в определенном масштабе m_m откладываем по оси ординат, получаем отрезки OM_1 , OM_2 и т. д. На оси абсцисс в масштабе m_j откладываем пропорциональный моменту инерции J отрезок ON и точку N соединяем с точками M_1 , M_2 и т. д. Далее из начала координат проводим прямую OA_1 , параллельную NM_1 , до пересечения с горизонтальной линией, соответствующей верхней границе первого интервала скорости. Этот отрезок OA_1 представляет собой график скорости $\omega(t)$ на первом интервале движения.

Действительно, $OM_1/ON = A_1b_1/Ob_1$, но $OM_1 \sim M_{дин1} = M_1 - M_{c1}$; $ON \sim J$; $A_1b_1 \sim \Delta\omega_1$, следовательно, в соответствии с (1.43) $Ob_1 \sim \Delta t_1$.

Аналогичным построением для остальных участков разбиения оси скорости может быть получена искомая кривая $\omega(t)$, показанная в первом квадранте рис. 1.14.

Отметим одно обстоятельство, которое должно учитываться при использовании этого метода. В соответствии с (1.43) масштабы m_m , m_j , m_ω и m_t должны быть связаны между собой соотношением

$$m_m/m_j = m_\omega/m_t. \quad (1.44)$$

Поэтому независимо от остальных могут быть выбраны только масштабы трех величин, а масштаб четвертой должен быть определен из пропорции (1.44).

1.8. ОПТИМИЗАЦИЯ ПЕРЕДАТОЧНОГО ЧИСЛА РЕДУКТОРА

Рациональный выбор параметров механической передачи во многих случаях позволяет улучшить показатели работы комплекса электропривод — исполнительный орган рабочей машины. В частности, путем определения оптимального значения передаточного числа редуктора i_p можно получить наибольшее для данного двигателя ускорение исполнительного органа. Это бывает необходимым, например, для повышения производительности рабочих машин и механизмов, цикл работы которых содержит большое количество пусков и торможений исполнительного органа. Решим эту задачу для простейшего случая, когда $M_c = \text{const}$, а КПД редуктора равен единице.

В соответствии с (1.11) уравнение движения исполнительного органа можно записать в виде

$$Mi_p - M_{и,о} = (J_d i_p^2 + J_{и,о}) \frac{d\omega_{и,о}}{dt} \quad (1.45)$$

где J_d — момент инерции двигателя; $J_{и,о}$, $\omega_{и,о}$ и $M_{и,о}$ — соответственно момент инерции, скорость и момент нагрузки исполнительного органа.

Из (1.45) выражаем ускорение исполнительного органа

$$d\omega_{и,о}/dt = \epsilon_{и,о} = (Mi_p - M_{и,о}) / (J_d i_p^2 + J_{и,о}). \quad (1.46)$$

Для нахождения оптимального передаточного числа редуктора, соответствующего максимуму ускорения $\epsilon_{и,о}$, возьмем производную $d\epsilon_{и,о}/di_p$ и приравняем ее нулю. После преобразования полученного выражения оптимальное передаточное число редуктора выразится следующим образом:

$$i_{p,опт} = M_{и,о}/M + \sqrt{(M_{и,о}/M)^2 + J_{и,о}/J_d}. \quad (1.47)$$

Выражение (1.47) справедливо также для обеспечения максимального замедления исполнительного органа. Задача одновременного обеспечения максимальных ускорения и замедления решается однозначно только при $M_{и,о} = 0$, когда

$$i_{p,опт} = \sqrt{J_{и,о}/J_d}. \quad (1.48)$$

Необходимо отметить условность термина «оптимальное передаточное число», так как оно определено только по максимуму ускорения (замедления) исполнительного органа без учета обеспечения требуемого соотношения между скоростями двигателя и исполнительного органа.

Оптимизация передаточного числа редуктора может производиться также и по другим показателям, например по критерию прохождения исполнительным органом максимального пути за заданное время, по критерию минимального времени на прохождение заданного пути и т. д.

Глава вторая

ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

2.1. ПОНЯТИЕ О РЕГУЛИРОВАНИИ КООРДИНАТ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Для выявления того, каким образом электропривод обеспечивает требуемый характер движения различных исполнительных органов, обратимся к структуре механической части привода (рис. 2.1), которая включает в себя

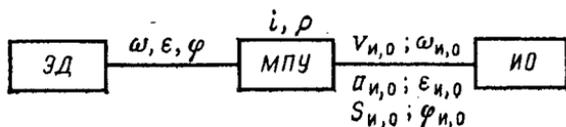


Рис. 2.1. Схема механической части электропривода

двигатель ЭД, механическое передаточное устройство МПУ и исполнительный орган ИО. Рассмотрим вначале наиболее распространенный случай, когда по условиям производственного процесса должна регулироваться линейная $v_{и,о}$ или угловая $\omega_{и,о}$ скорость исполнительного органа. Если в приводе использован наиболее распространенный ЭД вращательного движения, то его скорость ω и скорости $v_{и,о}$ и $\omega_{и,о}$ связаны между собой соотношениями

$$\omega_{и,о} = \omega/i \text{ или } v_{и,о} = \omega r,$$

где i или r — соответственно передаточное число или радиус приведения МПУ.

Анализируя (2.1), можно назвать два возможных способа регулирования скорости ИО ($v_{и,о}$, $\omega_{и,о} = \text{var}$):

1) применение МПУ с регулируемым передаточным числом i или радиусом приведения r при нерегулируемой скорости ЭД ($i, r = \text{var}$; $\omega = \text{const}$);

2) регулирование скорости двигателя ω при неизменных параметрах МПУ ($\omega = \text{var}$; $i, r = \text{const}$).

Первый из названных способов, который обычно называют механическим, использовался на ранней стадии развития электропривода. Этот способ требует использования регулируемых передач (варнаторы и коробки скоростей).

отличающихся громоздкостью, невысокой надежностью и сложностью автоматизации.

По мере развития электропривода вместо механического способа стал применяться второй, так называемый электрический способ, при котором функции регулирования движением исполнительного органа возлагаются на электродвигатель и его систему управления. Это позволяет резко улучшить технико-экономические показатели работы электроприводов и создать благоприятные условия для их автоматизации, в силу чего электрический способ управления движением исполнительного органа в настоящее время занял главенствующее положение. Отметим, что для ряда рабочих машин (например, для металлорежущих станков) применяется комбинированный способ регулирования скорости, сочетающий в себе оба названных способа.

По аналогии с регулированием скорости электрическим способом достигается регулирование линейного $a_{и,о}$ или углового $\epsilon_{и,о}$ ускорения и линейного $S_{и,о}$ или углового $\varphi_{и,о}$ положения исполнительного органа. Действительно, если ϵ — угловое ускорение, а φ — угловое положение вала двигателя, то справедливы соотношения

$$a_{и,о} = \rho\epsilon; \quad \epsilon_{и,о} = \epsilon/i; \quad (2.2)$$

$$S_{и,о} = \rho\varphi; \quad \varphi_{и,о} = \varphi/i. \quad (2.3)$$

Из этих соотношений видно, что, изменяя (регулируя) угловое ускорение двигателя ϵ и положение его вала φ при неизменных параметрах МПУ, можно осуществить регулирование соответствующих переменных движения исполнительного органа.

В теории электропривода механические, электрические и магнитные переменные, характеризующие работу двигателя, — скорость, ускорение, положение вала, момент, ток, мощность, магнитный поток и т. д. — часто называют координатами. Иногда их называют также регулируемыми величинами электропривода. Используя этот термин, можно сказать, что управление движением исполнительного органа электрическим способом осуществляется за счет регулирования координат (переменных) электродвигателя.

Существенно отметить, что регулирование координат электропривода должно осуществляться для управления как установившимся, так и неустановившимся движением исполнительного органа. Для пояснения этого положения обратимся к характерному примеру.

На рис. 2.2 показан типовой график движения (тахограмма) кабины пассажирского лифта между двумя соседними остановками. Этот график имеет пять участков. На *I* участке происходит разгон кабины до рабочей скорости движения v_p , после чего на *II* участке имеет место установившееся движение кабины с этой скоростью. Для обеспечения точного останова кабины на участке *III* происходит

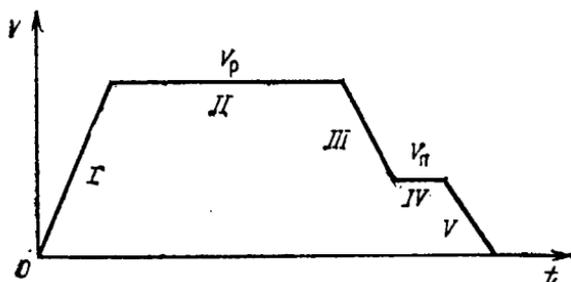


Рис. 2.2. Диаграмма движения кабины лифта

торможение кабины до пониженной скорости движения v_n . На участке *IV* имеет место кратковременное движение со скоростью v_n и затем на участке *V* — полное торможение кабины. Как на участке *I* разгона, так и на участках *III* и *V* торможения ускорение кабины определяется условиями комфортности для пассажиров и должно быть строго определенным. Формирование именно такого графика движения кабины лифта на всех его участках является основной (хотя и не единственной) задачей электропривода, и решается она путем регулирования соответствующих координат электродвигателя. Пользуясь рассмотренным примером, отметим то важное обстоятельство, что часто электропривод должен обеспечить регулирование одновременно нескольких координат: скорости, ускорения и положения исполнительного органа.

2.2. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Регулированием скорости является принудительное изменение скорости двигателя в целях регулирования скорости движения исполнительных органов рабочих машин и механизмов. В общем случае регулирование скорости двигателей — а под этим понимается также и поддержание скорости на заданном уровне — может осуществляться двумя способами — параметрическим и в замкнутых системах.

При параметрическом способе регулирования достигается изменением каких-либо параметров электрических цепей двигателей или питающего напряжения за счет включения, например, различных дополнительных элементов: резисторов, конденсаторов, индуктивностей. Качество такого регулирования скорости обычно оказывается не очень высоким.

При необходимости получения процесса регулирования скорости с высокими качественными показателями переходят к замкнутым системам электропривода, в которых воздействие на двигатель обычно осуществляется изменением подводимого к двигателю напряжения, или частоты этого напряжения, или того и другого. Для этой цели служат различные силовые преобразователи постоянного и переменного тока, которые на рис. В.1 обозначены ПУ.

Регулирование скорости в количественном отношении характеризуется шестью основными показателями.

1. *Диапазон регулирования D* определяется отношением максимальной ω_{max} и минимальной ω_{min} скоростей

$$D = \omega_{max}/\omega_{min}$$

при заданных пределах изменения нагрузки на валу двигателя. При использовании понятия искусственных характеристик можно сказать, что диапазон D определяется отношением скоростей на крайних характеристиках.

Различные рабочие машины требуют разных диапазонов регулирования. Так, прокатные станы характеризуются диапазоном $D=20 \div 50$, станки — от $D=3 \div 4$ до $D=50 \div 1000$ и более, бумагоделательные машины $D=20$ и т. д.

2. *Направление регулирования скорости* определяется расположением получаемых искусственных характеристик относительно естественной. Если они располагаются выше естественной, то говорят о регулировании скорости вверх от основной, если ниже — вниз от основной. Расположение искусственных характеристик как выше, так и ниже естественной обеспечивает так называемое двухзонное регулирование.

3. *Плавность регулирования скорости* определяется числом получаемых в данном диапазоне искусственных характеристик. Чем их больше, тем регулирование скорости будет осуществляться плавнее. Плавность оценивается коэффициентом, который находится как отношение скоростей на двух ближайших характеристиках,

$$k_{пл} = \omega_i/\omega_{i-1}, \quad (2.4)$$

где ω_i и ω_{i-1} — скорости на i -й и $(i-1)$ -й искусственных характеристиках.

Наибольшая плавность достигается в замкнутых системах с использованием преобразователей напряжения и частоты, небольшая плавность обычно соответствует параметрическим способам регулирования.

4. *Стабильность скорости* характеризуется изменением скорости двигателя при изменении момента нагрузки на его валу. Все основные типы двигателей, за исключением синхронного, имеют (см. рис. 1.3) наклонные механические характеристики, вследствие чего при увеличении нагрузки их скорость падает.

5. *Экономичность регулирования скорости* характеризуется капитальными затратами на создание автоматизированного электропривода и его эксплуатацию. Определение экономичности той или иной системы представляет собой в общем случае сложную технико-экономическую задачу, при решении которой должны учитываться повышение производительности рабочей машины и качество выпускаемой ею продукции, надежность привода при эксплуатации, дефицитность материалов и изделий, идущих на изготовление электропривода, и т. д.

Важнейшими показателями процесса регулирования скорости являются потери мощности ΔP при регулировании и КПД привода η . Эти величины связаны известным соотношением

$$\eta = P_2 / (P_2 + \Delta P), \quad (2.5)$$

где P_2 — полезная мощность на валу двигателя.

При работе двигателя с различными скоростями используется понятие средневзвешенного КПД за регулировочный цикл

$$\eta_{св} = \frac{\sum_1^n P_{2i} t_i}{\sum_1^n (P_{2i} + \Delta P_i) t_i}, \quad (2.6)$$

где P_{2i} , ΔP_i , t_i — соответственно полезная мощность, потери мощности и время работы двигателя на i -й скорости; n — число скоростей.

Регулирование скорости оценивается и таким важным экономическим показателем, как коэффициент мощности $\cos \varphi$, определяемый соотношением потребляемой электроприводом активной P и реактивной Q мощностей,

$$\cos \varphi = P / \sqrt{P^2 + Q^2}. \quad (2.7)$$

По аналогии с КПД для цикла работы рассчитывается средневзвешенный коэффициент мощности

$$\cos \varphi_{св} = \frac{\sum_1^n P_i t_i}{\sum_1^n \sqrt{P_i^2 + Q_i^2} t_i}. \quad (2.8)$$

6. *Допустимая нагрузка двигателя* соответствует такому моменту нагрузки, при котором нагрев двигателя не превосходит допустимого (нормативного). При работе на естественной характеристике такой нагрузкой является номинальный момент, при котором по двигателю протекает номинальный ток и его нагрев равен нормативному. Поскольку нагрев двигателя определяется главным образом протекающим по нему током, то при работе на искусственных характеристиках допустимой будет такая нагрузка, при которой ток в двигателе будет равен номинальному, а тем самым и его нагрев будет нормативным. Отметим следующее важное обстоятельство: так как нагрев двигателя зависит еще и от условий его охлаждения, то при оценке допустимой нагрузки двигателя следует учитывать и этот фактор.

2.3. РЕГУЛИРОВАНИЕ ТОКА И МОМЕНТА ДВИГАТЕЛЕЙ

Наряду с регулированием основной выходной координаты электропривода — его скорости очень часто требуется регулировать ток и момент двигателя. Такая необходимость возникает при регулировании ускорения исполнительного органа, ограничении тока и момента двигателя, регулировании натяжения обрабатываемого материала и в некоторых других случаях.

Регулирование ускорения. При рассмотрении диаграммы движения кабины лифта (рис. 2.2) отмечалось, что на участках ее разгона и торможения ускорение должно находиться на заданном уровне. Аналогичное требование характерно и для многих других рабочих машин, к числу которых относятся подъемные краны, экскаваторы, конвейеры и т. п. Регулирование ускорения исполнительных органов в этих случаях в соответствии с (1.11) может быть реализовано соответствующим изменением момента (или усилия) электропривода. В свою очередь, изменение момента или усилия электродвигателя осуществляется регулированием тока якоря двигателя.

Ограничение тока и момента двигателей. Подавляющее

Большинство двигателей по условиям своей нормальной работы требуют ограничения тока и момента. В первую очередь это относится к двигателям постоянного тока обычного исполнения, для которых по условиям нормальной работы коллекторно-щеточного узла и допустимым механическим и тепловым нагрузкам ток не должен превышать даже кратковременно более чем в 1,5—2 раза номинальный. Необходимость в ограничении токов и моментов возникает и для других типов двигателей, чаще всего в переходных процессах, когда токи и моменты могут существенно превосходить допустимые значения.

Задача по ограничению тока и момента возникает также для электроприводов рабочих машин, у которых по условиям технологического процесса может возникнуть режим стопорения исполнительного органа. Такой режим соответствует короткому замыканию (останову) двигателя, в котором, если не предпринять соответствующих мер, по цепям двигателя будут протекать недопустимо большие токи. Двигатель при этом будет развивать значительный момент, который может вызвать поломку элементов кинематической цепи электропривода. Ограничение момента необходимо также для уменьшения динамических нагрузок на элементы кинематической цепи в переходных процессах.

Регулирование тока и момента. Рабочие машины, для которых по условиям технологического процесса должно обеспечиваться регулирование натяжения в обрабатываемом материале, требуют регулирования тока и момента. К таким машинам относятся, например, моталки прокатных станов, бумагоделательные и ткацкие машины, механизмы по изготовлению электрических проводов и кабелей. Так как создаваемое исполнительным органом этих машин натяжение пропорционально прикладываемому к нему со стороны электропривода моменту или усилию, то регулированием тока и момента двигателя достигается регулирование натяжения.

Регулирование (ограничение) тока и момента, так же как и скорости, во всех случаях связано с получением и формированием требуемых искусственных характеристик двигателя с помощью различных параметрических способов или в замкнутых системах. Основным показателем регулирования тока и момента является точность.

Наиболее простой и распространенный параметрический способ регулирования (ограничения) тока и момента связан с использованием резисторов, включаемых в якорные

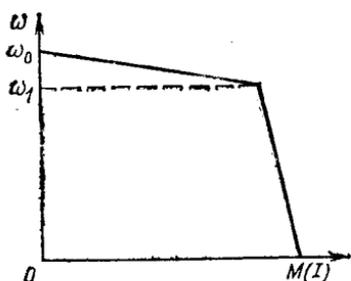


Рис. 2.3. Типовая характеристика при регулировании тока и момента в замкнутой системе

цепи двигателей. Параметрические способы обеспечивают, как правило, невысокую точность регулирования тока и момента.

Более высокое качество регулирования (ограничения) тока и момента достигается в замкнутых системах электропривода при введении обратной связи по току двигателя. На рис. 2.3 показана типовая характеристика электродвигателя, которая обеспечивает регулирование (ограничение) тока и момента в диапазоне изменения скорости от 0 до ω_1 . Замкнутые системы могут обеспечить и строго вертикальный участок этой характеристики, при котором достигается предельная точность регулирования тока и момента. Показанная характеристика часто называется экскаваторной, поскольку именно такой вид характеристики необходим для экскаватора, рабочие механизмы которого часто работают на упор.

В последние годы возможности по регулированию момента расширились в связи с использованием в электроприводе силовых преобразователей со свойствами источника тока [11]. Если, например, питать якорь двигателя постоянного тока независимого возбуждения от такого источника тока, то его электромеханическая характеристика изобразится вертикальной прямой. При регулировании магнитного потока двигателя его механические характеристики представляют собой совокупность вертикальных линий. Такой электропривод приобретает свойство источника момента.

2.4. РЕГУЛИРОВАНИЕ ПОЛОЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Необходимость регулирования положения исполнительных органов в пространстве или, как еще говорят, их позиционирования возникает для многих рабочих машин и механизмов. К ним относятся подъемно-транспортные машины, механизмы подач станков, роботы и манипуляторы, графопостроители, клапаны, задвижки и т. д.

Как и при регулировании остальных координат движения исполнительных органов, эта задача решается путем

регулирования положения вала электродвигателя в разомкнутых и замкнутых системах. Основное требование, которое предъявляется к электроприводу таких исполнительных органов, заключается в обеспечении требуемой точности их установки в заданную точку пространства или плоскости, а в ряде случаев — и в обеспечении требуемого характера их движения.

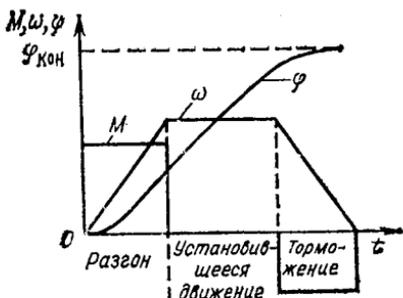


Рис. 2.4. Требуемый график движения при регулировании положения

В простейших, разомкнутых электроприводах регулирование положения обычно обеспечивается с помощью путевых или конечных выключателей. Эти выключатели устанавливаются в нужную точку пространства (плоскости) и производят отключение электропривода от источника питания. Исполнительный орган тормозится и с некоторой точностью останавливается. Такой способ регулирования положения применяется, например, в электроприводе лифтов при останове кабины. Его характерные особенности — простота реализации и невысокая точность.

При необходимости получения высокой точности регулирования положения и обеспечения качественного характера движения исполнительного органа используется замкнутый электропривод с обратной связью по положению. В этом случае система автоматически вырабатывает сигнал на начало торможения и обеспечивает заданную точность останова исполнительного органа.

На рис. 2.4 показан идеализированный рациональный график движения электропривода при отработке единичного перемещения (шага) исполнительного органа. Этот график имеет в общем случае три участка — разгон, установившееся движение и торможение. В конечной точке, когда $\varphi = \varphi_{\text{кон}}$, скорость движения ω и его момент M равны нулю, что соответствует состоянию покоя исполнительного органа. Реальные графики движения электропривода в той или иной степени приближаются к этому идеализированному графику. Регулирование положения чаще всего требуется при реализации следящего и программно-управляемого движения исполнительного органа.

2.5. РЕЖИМЫ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Электрический привод может работать в одном из двух режимов — установившемся или переходном.

Установившийся режим характеризуется тем, что все механические координаты (переменные) электропривода не изменяются во времени. Математическим условием установившегося режима является равенство нулю всех производных механических координат. Частным случаем установившегося режима является состояние покоя, когда все координаты и их производные равны нулю. К установившемуся режиму электропривода относится его движение с постоянной скоростью.

Переходный (или динамический) режим имеет место, когда хотя бы одна из производных механических координат электропривода отлична от нуля. Эти режимы описываются дифференциальными уравнениями, решение (интегрирование) которых позволяет получить зависимость изменения координат электропривода во времени. Переходный режим имеет место при переходе электропривода из одного установившегося режима в другой. Исследование переходных режимов (процессов) составляет одну из важнейших задач теории электропривода. Переходные процессы возникают в результате воздействия на электропривод различных возмущений — сигналов управления, момента или усилия нагрузки, а также различных случайных факторов. Типовыми переходными процессами для электропривода являются пуск, реверс, торможение, сброс и наброс нагрузки, регулирование скорости.

Основной целью рассмотрения переходных процессов является определение зависимости изменения во времени тока, момента, скорости, угла поворота вала двигателя. Нахождение этих зависимостей имеет большое практическое значение, так как они позволяют определить соответствие динамических характеристик электропривода требованиям технологического процесса, оценить допустимость возникающих в динамике тока и момента двигателя, определить правильность выбора двигателя и аппаратуры управления, рассчитать потери энергии и т. д. Особую важность этот расчет имеет для электроприводов тех рабочих машин, для которых переходный режим является основным рабочим режимом. К числу таких машин относятся реверсивные прокатные станы, рольганги, прессы и молоты, поршневые компрессоры и ряд других.

Физическая причина наличия переходных процессов заключается в способности элементов электропривода накапливать и отдавать энергию—механическую, электромагнитную и тепловую. Поскольку процессы накопления и отдачи протекают не мгновенно, а постепенно в течение определенного времени, то изменение ЭДС, тока, момента, скорости, угла поворота отличается инерционностью.

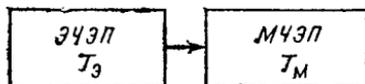
В зависимости от вида накапливаемой и отдаваемой энергии в электроприводе различают механические, электромагнитные и тепловые переходные процессы, которые взаимосвязаны между собой. В большинстве практических случаев тепловые процессы протекают существенно медленнее механических и электромагнитных и не оказывают на них заметного влияния. Поэтому обычно в теории электропривода они рассматриваются отдельно, за исключением специальных случаев. В свою очередь, механическая и электромагнитная инерционность элементов реального электропривода могут существенно различаться. В тех случаях, когда механическая инерционность существенно превышает электромагнитную, последнюю обычно не учитывают, и в этом случае переходные процессы называют механическими. Примерами механических переходных процессов являются процессы, рассмотренные в § 1.5—1.7.

При сопоставимых механической и электромагнитной инерционностях электропривода имеют место электромеханические переходные процессы. Строго говоря, все переходные процессы в электроприводе, являющемся электромеханической системой, представляют собой электромеханические процессы, и выделение механических переходных процессов в отдельный класс — есть определенная идеализация.

Электромагнитные переходные процессы характерны для цепей обмоток двигателя.

Условное разделение переходных процессов проведем, обратившись к рис. 2.5. На нем все электрические элементы электропривода объединены в электрическую часть электропривода ЭЧЭП, а механические — в механическую часть МЧЭП. К электрической части отнесем все элементы системы управления и электрическую часть двигателя (его

Рис. 2.5. К классификации переходных процессов в электроприводе



обмотки), а к механической — все элементы, участвующие в механическом движении, в том числе и ротор двигателя.

Введем теперь в рассмотрение некоторую обобщенную электромагнитную постоянную времени $T_{\text{э}}$, характеризующую инерционность электрической части электропривода, и электромеханическую постоянную времени $T_{\text{м}}$, которая является мерой инерционности механической части электропривода. Постоянная времени $T_{\text{э}}$ характеризует инерционность обмоток двигателя и элементов силового преобразователя и схемы управления.

Если $T_{\text{м}} \gg T_{\text{э}}$, то переходные процессы условно относят к классу механических; если $T_{\text{м}}$ сопоставима с $T_{\text{э}}$, то имеют место электромеханические переходные процессы.

Для построения графиков изменения во времени координат электропривода должны быть предварительно известны следующие исходные данные:

1) вид рассматриваемого переходного процесса (пуск, торможение, реверс, переход с характеристики на характеристику, сброс или наброс нагрузки);

2) начальные и конечные значения тока, момента, скорости и других координат. Эти данные определяются с помощью статических характеристик, на которых находятся начальная и конечная точки переходного процесса;

3) параметры электропривода, к числу которых относятся коэффициенты усиления (передачи) элементов и их постоянные времени. Эти данные определяются конструкцией элементов и их характеристиками.

Без наличия этих данных задача анализа переходных процессов является неопределенной.

2.6. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

В § 2.1 было сформулировано одно из важнейших понятий в теории автоматизированного электропривода: регулирование координат, осуществляемое в целях управления движением исполнительного органа. Реализация этого процесса осуществляется целенаправленным воздействием на электродвигатель с помощью системы управления СУ, содержащей в общем случае (см. рис. В.1) силовой преобразователь ПУ и устройство управления УУ. Рассмотрим, по каким принципам строятся системы управления.

Всю совокупность систем управления можно разделить на неавтоматизированные и автоматизированные. Послед-

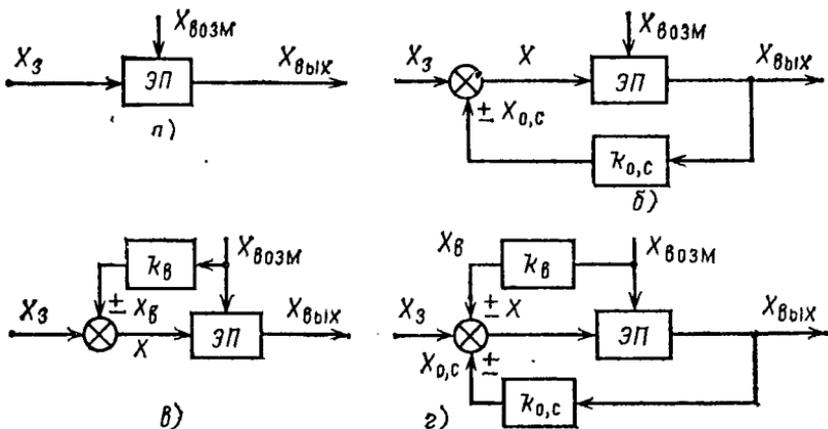


Рис. 2.6. Принципы построения разомкнутых и замкнутых электроприводов:

а — схема разомкнутой системы; *б* — схема замкнутой системы, построенной по принципу обратной связи; *в* — схема замкнутой системы, построенной по принципу компенсации возмущения; *г* — комбинированная схема замкнутой системы

ние, в свою очередь, делятся на разомкнутые и замкнутые.

Неавтоматизированными называются системы, в которых все операции по управлению электроприводом осуществляются человеком (оператором) с помощью простейших ручных средств управления. Обычно такие системы управления используются в нерегулируемых электроприводах машин и механизмов, выполняющих простые технологические операции.

Автоматизированными называются такие системы, в которых человек (оператор) дает только команду на начало и конец работы, а все остальные операции по обеспечению заданного технологического процесса обеспечиваются системой управления без участия человека.

Для пояснения понятия разомкнутых систем управления обратимся к рис. 2.6, *а*. На рисунке приняты обозначения: ЭП — электропривод; $X_{вых}$ — выходная координата ЭП (показана лишь одна координата, например скорость); $X_з$ — задающий сигнал (управляющее воздействие), определяющий уровень $X_{вых}$; $X_{возм}$ — возмущающее воздействие. Последнее в общем случае определяется различными помехами, колебаниями питающего напряжения, аварий-

ными ситуациями и нагрузкой электропривода, которая является основным возмущающим воздействием для электропривода. Введенные понятия позволяют определить разомкнутую систему как систему, в которой изменение внешних возмущений $X_{\text{возм}}$ отражается на выходной величине $X_{\text{вых}}$. Другими словами, разомкнутая система не обеспечивает отстройку выходной величины от внешних возмущений, которые проявляются в изменении уровня $X_{\text{вых}}$. Это является наиболее существенным недостатком разомкнутых систем, которые тем не менее из-за своей простоты нашли широкое применение в электроприводе, например для автоматизации его пуска, реверса и торможения.

В отличие от разомкнутых в замкнутых системах влияние возмущающего воздействия $X_{\text{возм}}$ на выходную координату $X_{\text{вых}}$ частично или полностью устраняется. Достигается это в системе с обратной связью (рис. 2.6, б) и в системе с компенсацией возмущающего воздействия (рис. 2.6, в), а также в комбинированной системе (рис. 2.6, г).

Системы с обратной связью или, что то же самое, системы, работающие по принципу отклонения, являются основным видом замкнутых систем автоматизированного электропривода. Их характерным признаком является подача на вход электропривода сигнала обратной связи $X_{\text{о.с.}}$ пропорционального выходной величине $X_{\text{вых}}$. Этот сигнал сравнивается с задающим сигналом X_z , и результирующий сигнал X (его называют обычно сигналом рассогласования или отклонения) является входным управляющим сигналом для электропривода.

Если вследствие действия возмущения $X_{\text{возм}}$ (нагрузки ЭП) выходная величина $X_{\text{вых}}$ (скорость ЭП) изменится, то соответствующим образом изменится и сигнал рассогласования X , а это приведет к изменению режима ЭП и восстановлению с определенной точностью прежнего уровня его скорости. Если производится регулирование нескольких координат электропривода, то в системе используется и соответствующее число обратных связей.

Системы, у которых $X=0$, т. е. установившееся рассогласование, обусловленное возмущающим воздействием, равно нулю, называются астатическими. Системы, у которых установившееся рассогласование не равно нулю, называются статическими.

Системы со структурой, показанной на рис. 2.6, в, реализуют принцип компенсации возмущающего воздействия. Для этого входной сигнал X_z , пропорциональный $X_{\text{возм}}$, по-

дается в систему вместе с задающим сигналом X_3 , в результате чего суммарный сигнал X обеспечивает такое управление ЭП, при котором осуществляется компенсация возмущений. Такие системы используются значительно реже систем с обратными связями из-за отсутствия простых и надежных датчиков нагрузки электропривода. Кроме того, в этих системах компенсируется только одно из действующих на систему возмущений.

В последнее время применение находят комбинированные системы управления (рис. 2.6, *г*), использующие оба принципа, но все же основную массу замкнутых систем автоматизированного электропривода составляют системы с обратными связями, которым уделяется в дальнейшем основное внимание.

Все обратные связи можно разделить на положительные и отрицательные, жесткие и гибкие, линейные и нелинейные. Положительной называется такая обратная связь, сигнал которой $X_{0,c}$ направлен согласно с задающим сигналом X_3 (знак «плюс» на рис. 2.6), в то время как сигнал отрицательной обратной связи направлен навстречу сигналу задания (знак «минус» на рис. 2.6).

Жесткая обратная связь характеризуется тем, что ее сигнал действует как в установившихся, так и в переходных режимах ее работы. Сигнал гибкой обратной связи вырабатывается только в переходных режимах системы и служит для формирования только динамических характеристик электропривода.

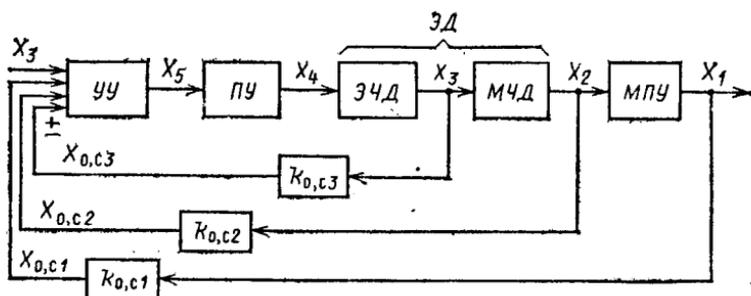
Линейной называется обратная связь, которая математически описывается линейными уравнениями (алгебраическими, дифференциальными и т. д.). Все остальные связи являются нелинейными.

В электроприводе для регулирования его выходных координат — скорости, ускорения, положения — обычно используются обратные связи по скорости, положению, току и напряжению всех перечисленных выше видов (обратная связь по моменту или усилию двигателя применяется редко из-за отсутствия простых и надежных датчиков момента и усилия).

При регулировании двух или нескольких координат электропривода используются три основные структурные схемы, показанные на рис. 2.7—2.9.

Схема рис. 2.7, для которой использованы те же обозначения, что и для схемы рис. В.1, носит название схемы с общим суммирующим усилителем. Электродвигатель на

ней для удобства анализа представлен двумя частями — электрической ЭЧД (обмотка якоря) и механической МЧД (ротор). Электромагнитный момент двигателя, обозначенный как X_3 , является в общем случае регулируемой координатой электропривода. Координаты X_2 и X_1 представляют соответственно скорость и положение вала двигателя.



Р и с. 2.7. Схема электропривода с общим усилителем

Основным признаком схемы с общим усилителем является использование усилителя, на входы которого подается алгебраическая сумма сигналов задающего X_3 и обратных связей по всем координатам $X_{0,c1}$, $X_{0,c2}$, $X_{0,c3}$. Достоинство схемы заключается в ее простоте, недостаток — невозможность регулирования координат независимо друг от друга и, как следствие этого, трудность достижения оптимального регулирования одновременно всех координат.

Развитием схемы с общим усилителем является схема рис. 2.8, где используются нелинейные обратные связи, часто называемые в теории электропривода отсечками. Реализация нелинейного характера обычно достигается за счет введения дополнительных опорных сигналов $\pm X_{отс1}$, $\pm X_{отс2}$, $\pm X_{отс3}$ и вентильных элементов, вследствие чего характеристика цепи обратной связи приобретает вид, показанный на рис. 2.8. В результате действие обратных связей в некотором диапазоне оказывается уже разделенным между собой, но по-прежнему невозможно осуществить независимую настройку регулирования всех координат.

Указанный недостаток схем с общим усилителем устраняется при использовании так называемых систем подчиненного регулирования координат с последовательной кор-

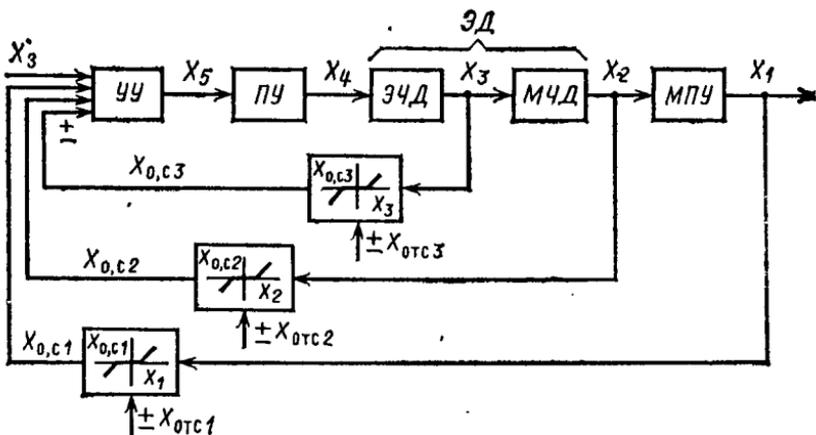


Рис. 2.8. Схема электропривода с общим усилителем и нелинейными обратными связями

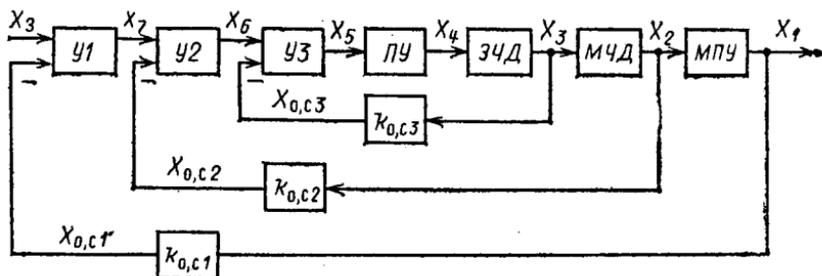


Рис. 2.9. Схема электропривода с подчиненным регулированием координат

рекцией (рис. 2.9). Отличительной особенностью этих систем является равенство (соответствие) количества усилителей и замкнутых контуров числу регулируемых координат. При этом замкнутые контуры располагаются таким образом, что выходной сигнал внешнего контура является задающим, входным сигналом внутреннего контура. Тем самым каждый внутренний контур оказывается подчиненным внешнему контуру, откуда и произошло название таких систем. Применительно к схеме рис. 2.9 первым контуром является контур тока и момента (координата X_3), который подчинен внешнему по отношению к нему контуру скорости (координате X_2), который, в свою очередь,

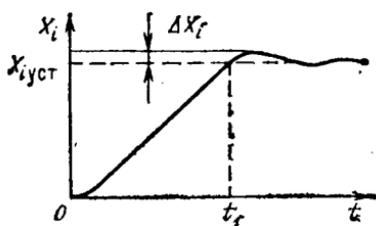


Рис. 2.10. Технически оптимальный переходный процесс

подчинен контуру положения (координата X_1). Каждый контур имеет свой усилитель — $У1$, $У2$, $У3$, которые обычно называются соответственно регуляторами положения, скорости, тока и момента. Такое построение системы позволяет осуществлять раздельное регулирование координат и раздельную (оптимальную)

настройку качества процесса регулирования. Выбор типа регуляторов и расчет их параметров обычно производят таким образом, чтобы получить в динамических режимах технически оптимальный переходный процесс (настройка на технический оптимум). Такой процесс (рис. 2.10) характеризуется минимально возможным временем t_f изменения регулируемой координаты X_i от 0 до установившегося значения $X_{iуст}$ при перерегулировании $\Delta X_i = 4 \div 10\%$.

Оптимальность такого переходного процесса состоит в том, что более быстрый процесс будет иметь большее перерегулирование, а при меньшем перерегулировании процесс протекает медленнее.

Многие технологические процессы требуют одновременного использования нескольких рабочих машин, которые для реализации нормального хода этих процессов должны определенным образом между собой взаимодействовать. Наилучший результат работы совокупности нескольких рабочих машин единого технологического цикла достигается при их комплексной автоматизации, когда с помощью соответствующих схем управления электроприводами обеспечивается определенная последовательность операций, автоматически избираются наилучшие (оптимальные) режимы работы машин, осуществляются необходимые блокировки и защита. В конечном итоге комплексная автоматизация технологических процессов сказывается на увеличении производительности рабочих машин и повышении качества выпускаемой продукции.

Современный этап комплексной автоматизации характеризуется широким использованием средств вычислительной техники. Повышение требований к точности и быстродействию управления технологическими процессами, необходимость учета и обработки больших объемов информа-

ции о их протекании, усложнение самих законов управления делают задачу применения средств вычислительной техники крайне настоятельной. Предпосылкой для ее решения является постоянное повышение надежности и быстродействия вычислительных машин, расширение их номенклатуры и появление в том числе специализированных и управляющих вычислительных машин-микропроцессоров. Применение вычислительных машин позволяет обеспечить наилучший режим технологического процесса с учетом влияния большого числа факторов, обеспечить согласование работы отдельных частей технологического оборудования, получать, обрабатывать и выдавать всю необходимую информацию о ходе технологического процесса.

Особое место при комплексной автоматизации технологических процессов занимают роботы и манипуляторы, с помощью которых может быть обеспечена связь между отдельными рабочими машинами технологического цикла и выполнение многих повторяющихся технологических операций. Эти технические устройства с успехом осуществляют транспортировку обрабатываемых изделий, выполняют различные вспомогательные операции по обработке, освобождая рабочего от однообразного и утомительного труда.

Глава третья

ЭЛЕКТРОПРИВОД С ДВИГАТЕЛЯМИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

3.1. СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ, СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И РЕЖИМЫ РАБОТЫ ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

Основная схема включения двигателя постоянного тока (ДПТ) независимого возбуждения приведена на рис. 3.1, а. На рис. 3.1 приняты обозначения: I и I_b — токи якоря и обмотки возбуждения OB ; E — ЭДС якоря; ω и M — скорость и момент двигателя; R_b и R_d — соответственно добавочные резисторы в цепях возбуждения и якоря (они могут отсутствовать); $R_\pi = r_{o,\pi} + r_{d,\pi} + r_{k,o} + r_{щ}$ — полное сопротивление якорной цепи, состоящее из сопротивлений обмоток якоря $r_{o,\pi}$, дополнительных полюсов $r_{d,\pi}$, компенсационной $r_{k,o}$ и щеточного контакта $r_{щ}$. На схеме для общности показаны два источника питания цепи якоря и возбуждения,

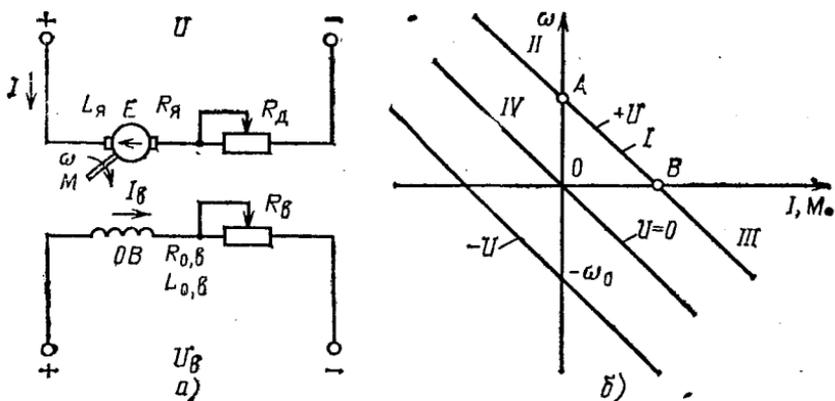


Рис. 3.1 Схема включения (а) и характеристики ДПТ независимого возбуждения (б)

хотя во многих случаях используется только один источник.

Вывод уравнений для характеристик ДПТ проведем при следующих допущениях: реакция якоря не учитывается; момент на валу двигателя равен электромагнитному моменту.

В основе вывода лежат уравнение электрического равновесия цепи якоря и выражения ЭДС и момента ДПТ, которые соответственно записываются в виде

$$U = E + IR; \quad (3.1)$$

$$E = k\Phi\omega; \quad (3.2)$$

$$M = k\Phi I, \quad (3.3)$$

где $R = R_я + R_д$ — полное сопротивление цепи якоря, Ом; Φ — магнитный поток ДПТ, Вб; ω — угловая скорость ротора ДПТ (в дальнейшем просто скорость), рад/с; $k = \frac{pN}{2\pi a}$ — конструктивный коэффициент ДПТ; p — число пар полюсов; N — число активных проводников обмотки якоря; a — число параллельных ветвей обмотки якоря.

Подставляя (3.2) в (3.1), получаем формулу для электромеханической характеристики ДПТ

$$\omega = (U - IR)/(k\Phi). \quad (3.4)$$

Формула для механической характеристики ДПТ независимого возбуждения получается из (3.4) заменой в нем тока на момент по выражению (3.3)

$$\omega = U/(k\Phi) - MR/(k\Phi)^2. \quad (3.5)$$

В соответствии с (3.4) и (3.5) электромеханическая и механическая характеристики ДПТ представляют собой линейные зависимости скорости от тока и момента. Иногда уравнения (3.4) и (3.5) представляются в следующей форме записи:

$$\omega = \omega_0 - \Delta\omega, \quad (3.6)$$

где ω_0 — скорость идеального холостого хода двигателя,

$$\omega_0 = U/(k\Phi); \quad (3.6a)$$

$\Delta\omega$ — перепад скорости относительно скорости идеального холостого хода,

$$\Delta\omega = IR/(k\Phi) = MR/(k\Phi)^2.$$

На рис. 3.1, б показаны электромеханическая и механическая характеристики ДПТ при разных полярностях питающего якоря напряжения U , причем поскольку $k\Phi = \text{const}$, то $M \sim I$ и характеристики представлены совмещенными линиями.

На том же рисунке показана электромеханическая и механическая характеристики двигателя при $U=0$. Уравнения этих характеристик получаются из (3.4) и (3.5) при $U=0$

$$\omega = -IR/(k\Phi); \quad (3.7)$$

$$\omega = -MR/(k\Phi)^2. \quad (3.8)$$

Схема, в которой ДПТ имеет такие характеристики, показана на рис. 3.2. Она носит название схемы динамического торможения или схемы генератора, включенного независимо от сети.

Полученные выражения (3.4) и (3.5) позволяют назвать основные способы получения искусственных характеристик ДПТ независимого возбуждения в целях регулирования координат электропривода: изменение сопротивления добавочного резистора в цепи якоря R_d , магнитного потока Φ и напряжения U , подводимого к цепи якоря. В дальнейшем эти способы, а также основанные на них другие способы подробно рассматриваются.

Энергетический режим работы двигателя зависит от механических M , ω и электрических E , I координат двигате-

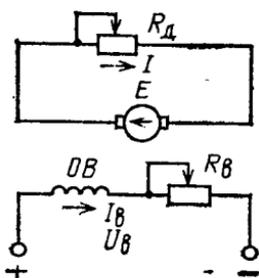


Рис. 3.2. Схема динамического торможения ДПТ независимого возбуждения

ление ЭДС и тока совпадают, а скорости и момента — нет. Для режимов холостого хода характерно равенство нулю тока и момента, а для режима короткого замыкания — равенство нулю ЭДС и скорости двигателя.

Основываясь на данных табл. 3.1, рассмотрим энергетический режим работы ДПТ на различных участках его характеристик рис. 3.1, б при положительной полярности U .

1. Режим холостого хода имеет место в точке А, где $I=0$, $M=0$, $\omega=\omega_0$ и $E=U=k\Phi\omega_0$. Двигатель не получает энергии ни из электрической сети (за исключением электроэнергии на возбуждение), ни с вала. Схема для этого режима показана на рис. 3.3, а.

ля, определяющих его механическую $P_2=M\omega$ и электромагнитную $P_{эм}=EI$ мощности.

В табл. 3.1 приведены их характерные сочетания для основных двух режимов — двигательного и генераторного и двух граничных режимов — холостого хода и короткого замыкания.

Рассматривая приведенную таблицу можно отметить, что для двигательного режима характерно одинаковое направление скорости и момента и противоположное направление ЭДС и тока, а для генераторного режима, наоборот, направ-

ление ЭДС и тока совпадают, а скорости и момента — нет. Для режимов холостого хода характерно равенство нулю тока и момента, а для режима короткого замыкания — равенство нулю ЭДС и скорости двигателя.

Основываясь на данных табл. 3.1, рассмотрим энергетический режим работы ДПТ на различных участках его характеристик рис. 3.1, б при положительной полярности U .

1. Режим холостого хода имеет место в точке А, где $I=0$, $M=0$, $\omega=\omega_0$ и $E=U=k\Phi\omega_0$. Двигатель не получает энергии ни из электрической сети (за исключением электроэнергии на возбуждение), ни с вала. Схема для этого режима показана на рис. 3.3, а.

Таблица 3.1

Режим	Координаты	
	механические	электрические
	$M, \omega (P_2=M\omega)$	$E, I (P_{эм}=EI)$
Двигательный	$M>0; \omega>0$ $M<0; \omega<0$	$E<0; I>0$ $E>0; I<0$
Генераторный	$M>0; \omega<0$ $M<0; \omega>0$	$E>0; I>0$ $E<0; I<0$
Холостой ход	$M=0; \omega=\omega_0$	$E=U; I=0$
Короткое замыкание	$M=M_{к, з}; \omega=0$	$E=0; I=I_{к, з}$

2. Двигательный режим имеет место на участке I при $0 < \omega < \omega_0$, т.е. в первом квадранте, где ω и M совпадают по направлению. В этом режиме $|E| < |U|$, ток $I = (U - E)/R$ совпадает по направлению с U и не совпадает с ЭДС, электрическая энергия ЭЭ (рис. 3.3, б) поступает из сети, а механическая энергия МЭ отдается с вала ДПТ.

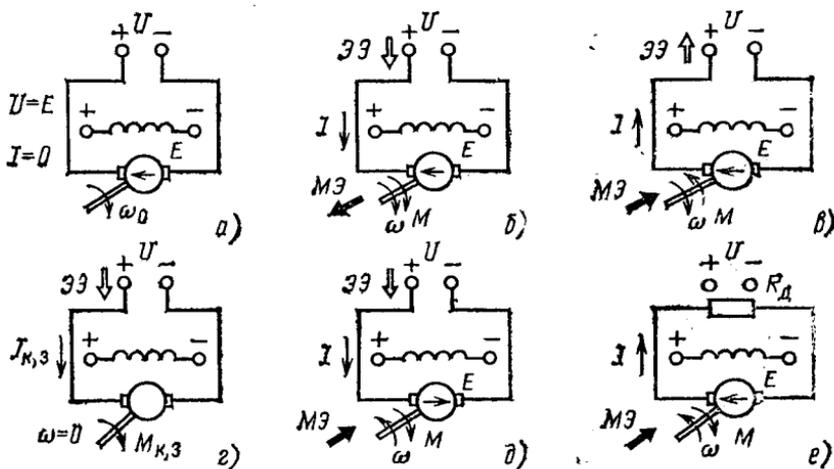


Рис. 3.3. Энергетические режимы ДПТ независимого возбуждения:
 а — холостой ход; б — двигательный; в — генераторный параллельно с сетью;
 г — короткое замыкание; д — генераторный последовательно с сетью; е — генераторный независимо от сети

3. Генераторный режим работы ДПТ параллельно с сетью, или режим рекуперативного торможения, имеет место на участке II. На участке II $\omega > \omega_0$, поэтому ЭДС становится больше напряжения сети, ток и момент изменяют свое направление на противоположное. Двигатель получает механическую энергию от рабочей машины и отдает ее (рекуперировать) в виде электроэнергии в сеть (рис. 3.8, в).

4. Режим короткого замыкания наступает при $\omega = 0$, $E = 0$. В этом режиме согласно (3.1) $I = I_{к,з} = U/R$, электрическая энергия ЭЭ (рис. 3.3, г), поступающая из сети, рассеивается в виде тепла в резисторах якорной цепи. Механическая энергия с вала ДПТ не отдается, так как $\omega = 0$.

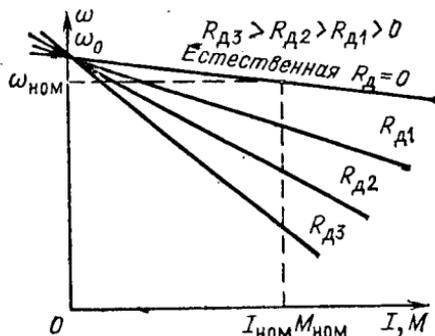
5. Режим генератора последовательно с сетью, или режим торможения противовключением, наступает при $\omega < 0$ (участок III характеристики). За счет изменения направления скорости изменяется направление ЭДС, которая теперь совпадает по направлению с напряжением сети. Двигатель оказывается включенным последовательно с сетью, ток в якоре совпадает по направлению с напряжением и ЭДС и определяется их суммарным действием, т. е. $I = (U + E) / R$. В результате этого электрическая энергия поступает из сети (рис. 3.3, д) и вырабатывается самим ДПТ за счет поступающей на его вал механической энергии. Электрическая энергия рассеивается в виде тепла в резисторах якорной цепи. По этой причине рассматриваемый режим в тепловом отношении является для ДПТ наиболее трудным, так как связан с необходимостью рассеивания в виде тепла значительного количества энергии.

6. Режим генератора независимо от сети, или режим динамического торможения, имеет место при отключении якорной цепи ДПТ от сети и закорачивании ее на добавочный резистор или накоротко (отметим, что закорачивание накоротко якоря электрической машины не означает для нее режима короткого замыкания). Ток в якоре протекает под действием ЭДС и совпадает с ней по направлению, электрическая энергия ЭЭ (см. рис. 3.3, е), вырабатываемая за счет механической энергии, поступающей с вала, рассеивается в виде тепла в резисторах якорной цепи.

3.2. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ, ТОКА И МОМЕНТА ДПТ НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ РЕЗИСТОРОВ В ЦЕПИ ЯКОРЯ

Этот способ, часто называемый реостатным, является весьма простым по своей реализации и поэтому широко используется для регулирования скорости, тока и момента ДПТ. Семейство искусственных (регулируемых) характеристик ДПТ можно получить, проанализировав, например, как изменяется скорость холостого ДПТ ω_0 и наклон его характеристик при варьировании сопротивления добавочного резистора R_d . Из (3.6а) видно, что ω_0 не зависит от R_d , поэтому все искусственные характеристики пересекаются на оси скорости в точке с координатой $\omega = \omega_0$; $I = 0$; $M = 0$.

Рис. 3.4. Реостатные характеристики ДПТ независимого возбуждения



Кроме того, наклон характеристики, определяемый перепадом скорости $\Delta\omega = I(R_{я} + R_d) / (k\Phi) = M(R_{я} + R_d) / (k\Phi)^2$, пропорционален (при фиксированных значениях тока I и момента M) полному сопротивлению якоря. Поэтому по мере увеличения R_d наклон характеристик также увеличивается, они становятся более мягкими.

Проведенный анализ позволяет изобразить искомое семейство электромеханических и механических характеристик в виде совокупности линий, показанных на рис. 3.4. При $R_d=0$ ДПТ имеет естественные механическую и электромеханическую характеристики, на которых находится точка номинального режима с координатами $\omega_{ном}$, $I_{ном}$ и $M_{ном}$.

а) *Регулирование скорости.* Оценим данный способ регулирования скорости по основным показателям, рассмотренным в § 2.2.

1. Диапазон регулирования скорости небольшой и обычно не превосходит 2—3. Причина этого заключается в снижении жесткости характеристик по мере увеличения R_d и, как будет показано далее, в значительных потерях мощности при больших диапазонах регулирования скорости.

2. Направление регулирования скорости — вниз от естественной характеристики.

3. Плавность регулирования скорости определяется плавностью изменения R_d . Если сопротивление этого резистора изменяется плавно, то данный способ обеспечивает плавное регулирование скорости, если же R_d изменяется ступенчато, то и регулирование скорости будет неплавным. Чаще всего рассматриваемый способ обеспечивает ступенчатое регулирование скорости.

4. Стабильность скорости снижается по мере увеличения диапазона регулирования и в общем случае является невысокой.

5. Экономичность регулирования скорости оценим, сопоставив требуемые капитальные затраты на реализацию данного способа и стоимость потерь мощности при регулировании. Капитальные затраты на приобретение дополнительных резисторов невелики, так как стоимость используемых резисторов обычно мала. В то же время потери мощности и соответственно расход электроприводом электрической энергии и ее стоимость оказываются значительными. Покажем это.

Потери мощности в ДПТ ΔP определяются разностью мощностей, потребляемой из сети, $P_1 = UI$ и полезной механической $P_2 = M\omega$, отданной с вала,

$$\Delta P = P_1 - P_2 = UI - M\omega.$$

Выполнив несложные преобразования, получим

$$\begin{aligned} \Delta P &= UI - M\omega = k\Phi\omega_0 I - k\Phi I\omega = \\ &= k\Phi\omega_0 I [(\omega_0 - \omega)/\omega_0] = P_1 \delta, \end{aligned} \quad (3.9)$$

где $\delta = (\omega_0 - \omega)/\omega_0 = \Delta\omega/\omega_0$ — относительный перепад скорости.

Из (3.9) видно, что уже при снижении скорости в 2 раза по сравнению со скоростью идеального холостого хода ω_0 , т. е. при $\delta = 0,5$ и $D \approx 2$, половина всей потребляемой из сети мощности P_1 идет на потери мощности в самом ДПТ. Таким образом, КПД привода уже при $D = 2$ не превышает 50 %, а при больших диапазонах снижается в еще большей степени.

6. Допустимую нагрузку ДПТ на искусственных характеристиках найдем, если в (3.3) положим $\Phi = \Phi_{\text{ном}}$ и $I = I_{\text{ном}}$. Тогда получаемое выражение определит допустимый по условиям нормального нагрева момент ДПТ

$$M_{\text{доп}} = k\Phi_{\text{ном}} I_{\text{ном}} = M_{\text{ном}}, \quad (3.10)$$

который оказывается равным номинальному моменту двигателя $M_{\text{ном}}$. Таким образом, при работе ДПТ на искусственных характеристиках он может быть нагружен моментом нагрузки, равным номинальному моменту ДПТ, находясь при этом в нормальном тепловом режиме. Это заключение полностью справедливо для тех ДПТ независимого возбуждения, у которых условия охлаждения не изменяются по мере снижения их скорости. К таким ДПТ относятся, например ДПТ с независимой внешней вентиляцией и закрытые ДПТ без вентилятора. В тех же случаях, когда ДПТ охлаждается за счет собственного вентилятора на ва-

лу, при снижении скорости его охлаждение ухудшается, что требует соответствующего снижения момента нагрузки.

Несмотря на не очень высокие технико-экономические показатели, реостатное регулирование скорости из-за простоты своей реализации используется достаточно широко тогда, когда требуется небольшой диапазон регулирования скорости движения исполнительного органа или когда работа на пониженных скоростях имеет кратковременный характер. В частности, такое регулирование применяется в электроприводах подъемных кранов, некоторых металлорежущих станков, лифтов.

б) *Регулирование (ограничение) тока и момента.* Получаемые искусственно характеристики широко используются для регулирования (ограничения) тока и момента ДПТ независимого возбуждения в переходных процессах, в которых ток и момент могут принять недопустимо большие значения для ДПТ. Так, в первый момент пуска ДПТ находится в режиме короткого замыкания ($\omega=0$; $E=0$) и ток короткого замыкания при его пуске по естественной характеристике определяется соотношением $I_{к,з,е}=U/R_{я}$. Из-за малости $R_{я}$ (доли ома или единицы ом) $I_{к,з,е}=(10\div 50)I_{ном}$, в то время как допустимый для ДПТ общепромышленного назначения ток $I_{доп}=(2\div 2,5)I_{ном}$. Таким образом, возникает необходимость ограничения тока (и тем самым момента) при пуске ДПТ, что может быть достигнуто введением в цепь якоря добавочных пусковых резисторов. Такая же необходимость возникает при реверсе и торможении ДПТ независимого возбуждения.

Для ограничения тока и момента при пуске в простейшем случае используется одна искусственная характеристика I (рис. 3.5). Порядок пуска ДПТ следующий: вначале он начинает работать по характеристике I при наличии в цепи якоря добавочного резистора $R_{д1}$. Далее при скорости ω_1 резистор $R_{д1}$ закорачивается и ДПТ переходит на естественную характеристику. Сопротивление резистора $R_{д1}$ выбирается из условия обеспечения допустимого тока в начальный момент пуска

$$R_{д1} = U/I_{доп} - R_{я}, \quad (3.11)$$

где $I_{доп}$ — допустимый ток.

Во многих случаях при пуске ДПТ используется не одна, а несколько искусственных характеристик. Их количество зависит от момента нагрузки электропривода и требований плавности переходных процессов.

Динамическое торможение ДПТ осуществляется отключением якоря от сети и замыканием его по схеме рис. 3.2 на резистор $R_{д2}$. Двигатель переходит на характеристику динамического торможения 2 (рис. 3.5), по которой и происходит торможение. Сопротивление резистора $R_{д2}$ определяется по допустимому броску тока в первый момент пе-

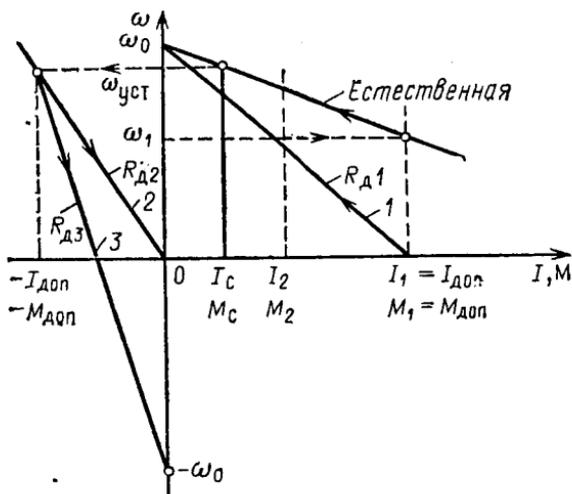


Рис. 3.5. Ограничение тока и момента ДПТ независимого возбуждения в переходных режимах с помощью резисторов в цепи якоря

рехода в режим динамического торможения. Так как в этот момент $\omega \approx \omega_0$, то $E \approx U$, и сопротивление $R_{д2}$ определяется как

$$R_{д2} = E/I_{доп} - R_{я} \approx U/I_{доп} - R_{я}. \quad (3.12)$$

Реверс или торможение противовключением осуществляется изменением полярности напряжения на якоре ДПТ с одновременным вводом в якорь резистора $R_{д3}$. Двигатель переходит на характеристику 3 (рис. 3.5), попадая в режим торможения противовключением. В этом режиме ЭДС и напряжение сети совпадают по направлению, поэтому резистор $R_{д3}$ определяется по выражению

$$R_{д3} = (U + E)/I_{доп} - R_{я} \approx 2U/I_{доп} - R_{я}. \quad (3.13)$$

В некоторых случаях для достижения более точного регулирования тока и момента в переходных режимах исполь-

зуются не одна искусственная характеристика, а несколько, как, например, при реализации пусковой диаграммы ДПТ (см. рис. 3.8). Отметим, что в рассматриваемом случае резисторы вводятся в цепь якоря только в переходных режимах работы ДПТ.

в) *Расчет регулировочных резисторов.* Выражения (3.11) — (3.13) позволяют рассчитать сопротивления добавочных резисторов в цепи якоря ДПТ по критерию допустимого тока. Рассмотрим теперь общие методы расчета сопротивлений регулировочных резисторов.

Задача формулируется следующим образом: известны технические данные ДПТ и его естественная электромеханиче-

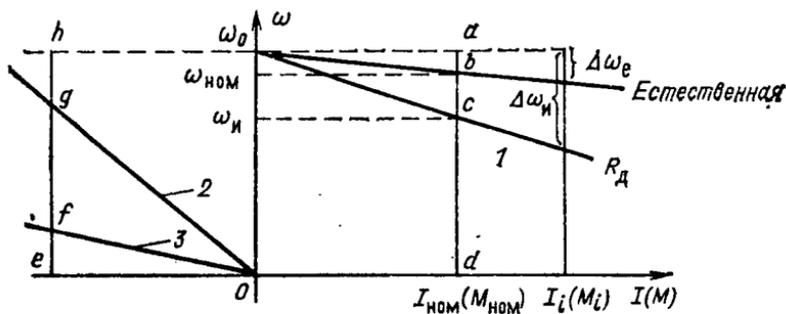


Рис. 3.6. К расчету регулировочных резисторов

ская характеристика. По условиям регулирования скорости, тока или момента задана искусственная характеристика (прямые 1—3 на рис. 3.6). Требуется определить сопротивление добавочного резистора, при включении которого в цепь якоря будет обеспечена заданная характеристика.

Метод отрезков. Для получения расчетной формулы этого метода запишем согласно (3.4) выражение для скорости ДПТ на заданной искусственной характеристике при номинальных токе, моменте, магнитном потоке и напряжении

$$\omega_{и} = \frac{U_{ном}}{k\Phi_{ном}} - \frac{I_{ном} R}{k\Phi_{ном}} = \frac{U_{ном}}{k\Phi_{ном}} \left(1 - \frac{I_{ном} R}{U_{ном}} \right). \quad (3.14)$$

Так как $U_{ном}/(k\Phi_{ном}) = \omega_0$, то (3.14) можно записать так:

$$\omega_{и} = \omega_0 (1 - R/R_{ном}), \quad (3.15)$$

где $R_{\text{ном}} = U_{\text{ном}}/I_{\text{ном}}$ — так называемое номинальное сопротивление ДПТ, Ом.

Из (3.15) получаем следующее соотношение:

$$R/R_{\text{ном}} = (\omega_0 - \omega_{\text{н}})/\omega_0 = \delta, \quad (3.16)$$

которое отражает очень важное свойство ДПТ: относительный перепад скорости ДПТ $\delta = \Delta\omega/\omega_0$ равен относительному активному сопротивлению цепи якоря $R/R_{\text{ном}}$. Отметим, забегая вперед, что это свойство характерно и для других типов двигателей, в частности асинхронных. Пропорцию (3.16) удобно решать графически, для чего обратимся к рис. 3.6. Обозначим на нем характерные точки a, b, c, d и отметим, что $\omega_0 - \omega_{\text{н}} = \Delta\omega = ac$; $\omega_0 = ad$.

Тогда

$$R = R_{\text{я}} + R_{\text{д}} = R_{\text{ном}} \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = R_{\text{ном}} \frac{ac}{ad}; \quad (3.17)$$

$$R_{\text{д}} = R_{\text{ном}} \frac{bc}{ad}; \quad (3.18)$$

$$R_{\text{я}} = R_{\text{ном}} \frac{ab}{ad}. \quad (3.19)$$

Таким образом, для нахождения $R_{\text{д}}$ следует по характеристикам определить длины отрезков bc и ad при номинальном токе, рассчитать номинальное сопротивление $R_{\text{ном}} = U_{\text{ном}}/I_{\text{ном}}$ и затем воспользоваться формулой (3.18). Этот же порядок расчета сохраняется тогда, когда исходными являются механические характеристики ДПТ. В этом случае длины отрезков определяются при номинальном моменте.

Данный метод справедлив также и при расчете резисторов в схеме динамического торможения. Опуская вывод, который может быть сделан аналогичным образом, приведем окончательную формулу для расчета $R_{\text{д,т}}$, обеспечивающего характеристику динамического торможения вида 2 на рис. 3.6,

$$R_{\text{д,т}} = R_{\text{ном}} \frac{fg}{eh}. \quad (3.20)$$

Отметим, что характеристика 3 на этом рисунке соответствует $R_{\text{д,т}} = 0$ и располагается параллельно естественной характеристике.

Метод пропорций. При применении этого метода используется выражение для перепада скорости $\Delta\omega$ на

характеристиках ДПТ. Если согласно (3.6) записать выражения для $\Delta\omega$ на естественной и искусственной электро-механической или механической характеристике при одном и том же токе I_i или моменте M_i (рис. 3.6), а затем найти их отношение, то получится следующая пропорция:

$$\Delta\omega_e/\Delta\omega_n = R_{я}/(R_{я} + R_{д}). \quad (3.21)$$

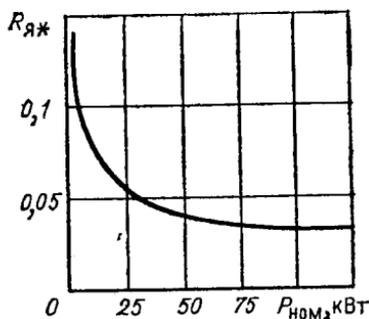
Определяя из (3.21) $R_{д}$, получаем формулу для расчета $R_{д}$ методом пропорций

$$R_{д} = R_{я} \left(\frac{\Delta\omega_n}{\Delta\omega_e} - 1 \right). \quad (3.22)$$

Значения $\Delta\omega_e$ и $\Delta\omega_n$ находятся, как и ранее, по характеристикам рис. 3.6.

При расчетах регулировочных резисторов в цепях якоря ДПТ независимого возбуждения необходимо знать соб-

Рис. 3.7. Зависимость относительного сопротивления якоря от номинальной мощности двигателей серии П (1—11-й габариты)



ственное сопротивление якоря ДПТ $R_{я}$. Назовем возможные способы его нахождения.

1. Некоторые заводы-изготовители приводят в каталогах значение $R_{я}$.

2. В справочной литературе по электрическим машинам, например [41], даются обобщенные зависимости относительного сопротивления якоря $R_{я*} = R_{я}/R_{ном}$ от мощности $P_{ном}$ для ДПТ некоторых серий. Для примера на рис. 3.7 приведена эта зависимость для ДПТ серии П (1—11-й габариты).

3. При наличии ДПТ сопротивление $R_{я}$ может быть определено экспериментально, путем непосредственного измерения его между щетками ДПТ.

4. При невозможности воспользоваться указанными выше способами может быть применена следующая прибли-

женная формула для определения $R_{я}$ по номинальным паспортным данным ДПТ:

$$R_{я} \approx 0,5U_{ном} (1 - \eta_{ном}) / I_{ном} = 0,5R_{ном} (1 - \eta_{ном}), \quad (3.23)$$

где $\eta_{ном}$ — номинальный КПД двигателя.

5. При наличии экспериментально снятой электромеханической или механической характеристики ДПТ значение $R_{я}$ может быть определено по методу отрезков с помощью формулы (3.19).

Пример 3.1. Рассчитать и построить естественные электромеханическую и механическую характеристики ДПТ, имеющего следующие паспортные данные: $P_{ном} = 2,2$ кВт; $U_{ном} = 220$ В; $I_{ном} = 13$ А; $n_{ном} = 1000$ об/мин; $\eta_{ном} = 77\%$; $I_{в,ном} = 0,73$ А; $R_{о,в} = 300$ Ом.

Для построения искоемых характеристик, которые представляют собой прямые линии, достаточно определить координаты двух точек: номинального режима и холостого хода.

1. Для точки номинального режима определяем номинальную угловую скорость

$$\omega_{ном} = 2\pi n_{ном} / 60 = 2 \cdot 3,14 \cdot 1000 / 60 = 105 \text{ рад/с};$$

номинальный момент

$$M_{ном} = P_{ном} / \omega_{ном} = 2200 / 105 = 21 \text{ Н}\cdot\text{м};$$

номинальное сопротивление ДПТ

$$R_{ном} = U_{ном} / I_{ном} = 220 / 13 = 17 \text{ Ом}.$$

2. Далее по приближенной формуле (3.23) находим сопротивление якорной цепи

$$R_{я} \approx 0,5R_{ном} (1 - \eta_{ном}) = 0,5 \cdot 17 (1 - 0,77) = 2 \text{ Ом}.$$

3. Используя (3.4), определяем значение $k\Phi_{ном} = c$

$$c = k\Phi_{ном} = (U_{ном} - I_{ном} R_{я}) / \omega_{ном} = (220 - 13 \cdot 2) / 105 = 1,84 \text{ (В}\cdot\text{с)/рад}.$$

4. Скорость идеального холостого хода согласно (3.6а) равна

$$\omega_0 = U_{ном} / (k\Phi_{ном}) = 220 / 1,84 = 120 \text{ рад/с}.$$

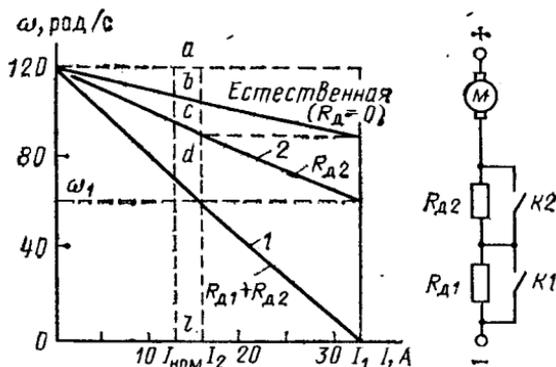
5. По координатам точек холостого хода ($\omega_0, 0$) и номинального режима ($\omega_{ном}, I_{ном}$) на рис. 3.8 построена естественная электромеханическая характеристика ДПТ независимого возбуждения. Естественная механическая характеристика также может быть построена по этим же двум точкам.

Пример 3.2. Рассчитать и построить для ДПТ (см. пример 3.1) пусковую диаграмму при использовании двух ступеней пускового резистора.

Построение пусковой диаграммы ДПТ осуществляется в следующем порядке.

1. Рассчитывается максимально допустимый при пуске ток $I_1 = I_{доп}$. Для рассматриваемого примера примем

$$I_1 = I_{доп} = 2,5 I_{ном} = 2,5 \cdot 13 = 32,5 \text{ А.}$$



Р и с. 3.8. Расчет и построение характеристик ДПТ независимого возбуждения

2. Определяется ток переключения I_2 , значение которого можно получить двумя путями:

а) подбором с таким расчетом, чтобы число искусственных характеристик равнялось двум, а ток в переходном процессе не превосходил $I_{доп}$;

б) расчетом с помощью следующей формулы, которая приводится без вывода:

$$m = \lg(I_2/I_1) / \lg(R_{\Sigma} I_1/U), \quad (3.24)$$

где m — число заданных ступеней пускового резистора.

Методом подбора из рис. 3.8 находим $I_2 = 16$ А. Отметим, что если пуск ДПТ осуществляется под нагрузкой, то ток I_2 должен на 10—20 % превосходить ток нагрузки I_c , т. е. должно соблюдаться равенство $I_2 > (1,1 + 1,2) I_c$.

3. С помощью метода отрезков определяем сопротивление ступеней пускового резистора

$$R_{д1} = R_{ном} \frac{cd}{ae} = 4,25 \text{ Ом;}$$

$$R_{д2} = R_{ном} \frac{bc}{ae} = 2,27 \text{ Ом.}$$

Искусственная характеристика 1 на рис. 3.8 соответствует наличию в цепи якоря обеих ступеней пускового резистора $R_{д1} + R_{д2}$, а характеристика 2 — второй ступени $R_{д2}$. На рис. 3.8 изображена также схема якорной цепи двигателя при реализации этой пусковой диаграммы.

3.3. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ДПТ НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ ИЗМЕНЕНИЕМ МАГНИТНОГО ПОТОКА

Искусственные характеристики ДПТ независимого возбуждения, получаемые путем изменения магнитного потока ДПТ, используются главным образом для регулирования скорости. Этот способ находит широкое применение в автоматизированном электроприводе вследствие простоты его реализации и экономичности, так как регулирование осуществляется в относительно маломощной цепи возбуждения ДПТ.

Регулирование магнитного потока при использовании этого способа производится только в сторону его уменьшения (ослабления) по сравнению с номинальным за счет уменьшения тока возбуждения $I_{в}$. Причины этого кроются в следующих двух обстоятельствах.

1. Увеличение магнитного потока должно вызываться соответствующим увеличением тока возбуждения ДПТ. Однако поскольку номинальный магнитный поток создается номинальным током возбуждения, то увеличение тока возбуждения выше номинального вызывает дополнительный нагрев ДПТ, что недопустимо.

2. Двигатель рассчитан и сконструирован таким образом, что его магнитная система близка к насыщению.

Это обстоятельство отражается в расположении номинальной точки $\Phi_* = 1$, $I_{в*} = 1$ на кривой намагничивания ДПТ $\Phi_*(I_{в*})$ (рис. 3.9) в области насыщения. По этой причине стремление увеличить магнитный поток не даст заметного практического результата.

Возможные схемы включения обмотки возбуждения ДПТ независимого возбуждения приведены на рис. 3.10. Схема рис. 3.10, а предусматривает включение в цепь возбуждения добавочного резистора $R_{в}$, за счет чего ток возбуждения $I_{в}$ и тем самым магнитный поток могут быть уменьшены. В схеме рис. 3.10, б для изменения тока возбуждения используется управляемый выпрямитель $УВ$, выходное напряжение которого регулируется по сигналу управления $U_{у}$. Эта схема более экономична и применяется для регулирования тока возбуждения мощных ДПТ.

Семейство искусственных характеристик ДПТ $\omega(I)$ и $\omega(M)$ получим, рассмотрев изменение координат точек холостого хода и короткого замыкания при варьировании магнитного потока. В соответствии с (3.6а) уменьшение магнитного потока приведет к увеличению скорости идеального холостого хода ω_0 .

Ток короткого замыкания $I_{к,з} = U/R_{я}$ от магнитного потока не зависит и будет оставаться неизменным. Другими

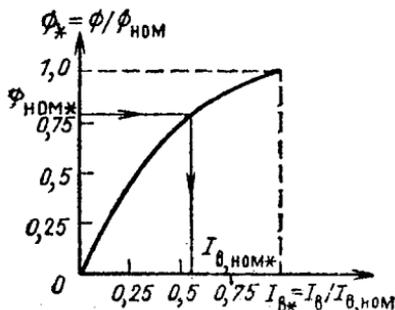


Рис. 3.9. Кривая намагничивания ДПТ

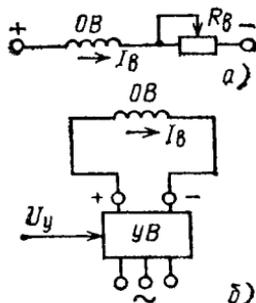


Рис. 3.10. Схемы включения обмотки возбуждения ДПТ независимого возбуждения при регулировании магнитного потока

словами, все искусственные электромеханические характеристики проходят через одну и ту же точку на оси тока с координатами $(0; I_{к,з})$. Все сказанное позволяет представить электромеханические характеристики ДПТ независимого возбуждения при уменьшении магнитного потока совокупностью прямых линий, приведенных на рис. 3.11, а.

Момент короткого замыкания в соответствии с (3.3)

$$M_{к,з} = k\Phi I_{к,з}. \quad (3.25)$$

Так как $I_{к,з} = \text{const}$, то при уменьшении магнитного потока пропорционально ему уменьшается и момент короткого замыкания. В результате механические характеристики имеют вид прямых, показанных на рис. 3.11, б. Диапазон регулирования скорости при данном способе равен 3—4. Направление регулирования скорости — вверх от естественной характеристики. Плавность регулирования скорости определяется плавностью регулирования тока возбуждения. Стабильность скорости достаточно высокая, хотя

она и снижается при уменьшении магнитного потока. Способ экономичен, так как не сопровождается значительными потерями мощности, а реализация его не требует больших капитальных затрат,

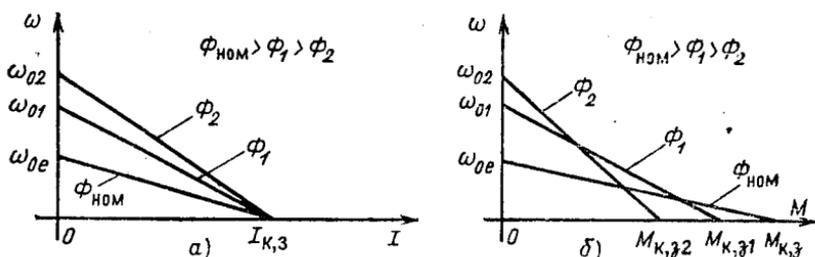


Рис. 3.11. Характеристики ДПТ независимого возбуждения при ослаблении магнитного потока:

а — электромеханические; б — механические

Допустимую нагрузку ДПТ при его работе на искусственных характеристиках определим по обычному правилу, полагая в (3.3) $I = I_{\text{ном}}$,

$$M_{\text{доп}} = k\Phi_{\text{и}} I_{\text{ном}}, \quad (3.26)$$

где $\Phi_{\text{и}}$ — магнитный поток на искусственной характеристике.

Так как при данном способе регулирования $\Phi_{\text{и}} < \Phi_{\text{ном}}$, то и $M_{\text{доп}} < M_{\text{ном}}$, т. е. ДПТ по условиям нагрева не может быть нагружен на искусственных характеристиках номинальным моментом. Для определения того, какую именно нагрузку он может нести, запишем выражение для ЭДС якоря на естественной и искусственной характеристиках при $I = I_{\text{ном}}$

$$E_e = k\Phi_{\text{ном}} \omega_{\text{ном}} = U_{\text{ном}} - I_{\text{ном}} R_{\text{я}};$$

$$E_{\text{и}} = k\Phi_{\text{и}} \omega_{\text{и}} = U_{\text{ном}} - I_{\text{ном}} R_{\text{я}}.$$

Так как $U_{\text{ном}} - I_{\text{ном}} R_{\text{я}} = \text{const}$, то $E_e = E_{\text{и}}$ и справедливо следующее соотношение:

$$\Phi_{\text{и}} = \Phi_{\text{ном}} \frac{\omega_{\text{ном}}}{\omega_{\text{и}}}, \quad (3.27)$$

где $\omega_{\text{и}}$ — скорость на искусственной характеристике при $I = I_{\text{ном}}$.

Подставляя (3.27) в (3.26), получаем после несложных преобразований

$$M_{\text{доп}} \omega_{\text{н}} = M_{\text{ном}} \omega_{\text{ном}} = P_{\text{ном}} = \text{const.} \quad (3.28)$$

Таким образом, при работе ДПТ на искусственных характеристиках он может быть нагружен на свою номинальную мощность. Объяснение этого заключается в том, что хотя момент нагрузки при уменьшении магнитного потока должен быть снижен, одновременно повышается скорость ДПТ, а их произведение, определяющее механическую мощность, остается неизменным и численно равным номинальной мощности ДПТ. Таким образом, этим способом осуществляется регулирование при постоянной мощности.

Данный способ нашел широкое применение в электроприводе металлорежущих станков, прокатных станов, наматывающих устройств. Он также часто используется в комбинации с другими способами регулирования скорости.

Пример 3.3. Определить магнитный поток, ток возбуждения и сопротивление добавочного резистора $R_{\text{в}}$ в схеме рис. 3.10, а (для ДПТ, указанного в примере 3.1), при которых скорость идеального холостого хода $\omega_{0\text{н}}$ на искусственной характеристике будет на 25 % превышать скорость идеального холостого хода $\omega_{0\text{е}}$ на естественной характеристике.

При решении задачи воспользуемся формулой $\omega_0 = U / (k\Phi)$, из которой следует

$$\Phi_{\text{н}} / \Phi_{\text{ном}} = \Phi_{\text{н}*} = \omega_{0\text{е}} / \omega_{0\text{н}} = \omega_{0\text{е}} / (1,25\omega_{0\text{е}}) = 0,8.$$

Для данного значения $\Phi_{\text{н}*}$ с помощью кривой рис. 3.9 находим $I_{\text{в,н}*} = I_{\text{в,н}} / I_{\text{в,ном}} = 0,58$ и далее $I_{\text{в,н}} = 0,58 \cdot 0,73 = 0,42$ А. Сопротивление добавочного резистора определяем по формуле

$$R_{\text{в}} = U / I_{\text{в,н}} - R_{0,\text{в}} = 220 / 0,42 - 300 = 224 \text{ Ом.}$$

3.4. РЕГУЛИРОВАНИЕ КООРДИНАТ ДПТ НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ ИЗМЕНЕНИЕМ ПОДВОДИМОГО К ЯКОРЮ НАПРЯЖЕНИЯ

Регулирование координат данным способом осуществляется по схеме рис. 3.12, а, в которой якорь ДПТ питается от управляемого источника постоянного тока (преобразователя) П, образуя систему преобразователь — двигатель (П — Д). В качестве преобразователя обычно используются: электромашинные, электромагнитные, ионные и полупроводниковые преобразователи. Обмотка возбуждения ОВ питается от отдельного источника постоянного тока, например от неуправляемого выпрямителя.

Преобразователь Π характеризуется в общем случае ЭДС E_{Π} , внутренним сопротивлением R_{Π} и коэффициентом усиления $k_{\Pi} = E_{\Pi}/U_y$, где U_y — входной управляющий сигнал. Напряжение на выходе преобразователя в разомкнутой схеме рис. 3.12, а вследствие наличия внутреннего сопротивления зависит от тока I , т. е.

$$U = E_{\Pi} - IR_{\Pi}. \quad (3.29)$$

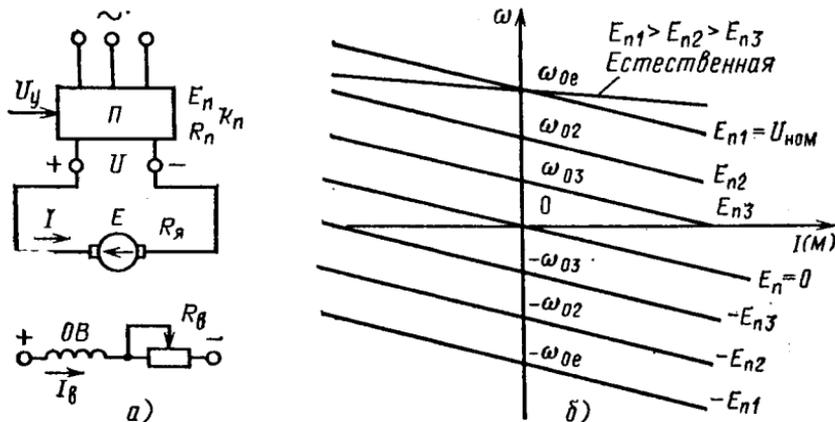


Рис. 3.12. Регулирование координат ДПТ независимого возбуждения изменением подводимого к якору напряжения:
а — схема включения двигателя; б — характеристики

С учетом (3.29) формулы (3.4) и (3.5) для электро-механической и механической характеристик ДПТ независимого возбуждения в системе Π —Д принимают вид

$$\omega = \frac{E_{\Pi}}{k\Phi} - \frac{I(R_{\Pi} + R_{\Pi})}{k\Phi} = \frac{k_{\Pi} U_y}{k\Phi} - \frac{I(R_{\Pi} + R_{\Pi})}{k\Phi} = \omega_0 - \Delta\omega; \quad (3.30)$$

$$\omega = \frac{E_{\Pi}}{k\Phi} - \frac{M(R_{\Pi} + R_{\Pi})}{(k\Phi)^2} = \frac{k_{\Pi} U_y}{(k\Phi)^2} - \frac{M(R_{\Pi} + R_{\Pi})}{(k\Phi)^2} = \omega_0 - \Delta\omega. \quad (3.31)$$

Из (3.30) и (3.31) видно, что при изменении E_{Π} пропорционально изменяется скорость идеального холостого хода ω_0 на искусственных характеристиках, а сами характеристики имеют больший наклон из-за наличия сопротивления R_{Π} в выражении для перепада скорости $\Delta\omega$. Эти положения нашли свое отражение в характеристиках рис. 3.12, б, где

для сравнения приведена также естественная характеристика ДПТ независимого воздействия при питании от источника бесконечно большой мощности (или, что то же самое, от источника с нулевым внутренним сопротивлением). Характеристики располагаются во всех четырех квадрантах параллельно друг другу; при $E_{п4}=0$ ДПТ работает в режиме динамического торможения.

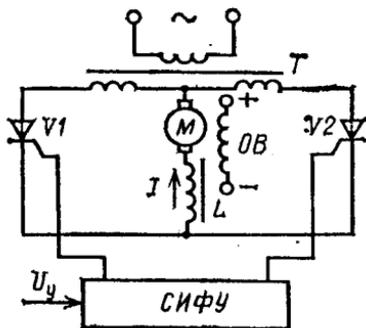
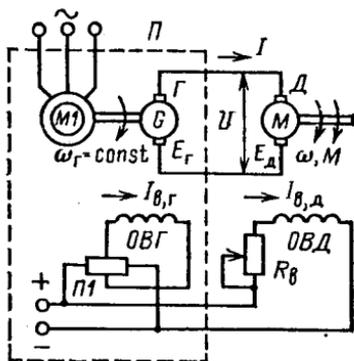


Рис. 3.13. Схема системы Г—Д Рис. 3.14. Система ТП—Д

Характеристики рис. 3.12, б соответствуют использованию в качестве преобразователя Π электрических машин. Схема такой системы, получившей название система генератор — двигатель (Г—Д), изображена на рис. 3.13. В этой системе якорь ДПТ непосредственно присоединяется к якорю генератора G , который вместе с приводным двигателем $M1$ образует электромашинный преобразователь Π электрической энергии трехфазного переменного тока в энергию постоянного тока.

Регулирование напряжения на якоре ДПТ происходит за счет изменения тока возбуждения генератора $I_{в,г}$, при регулировании которого с помощью потенциометра $\Pi 1$ изменяется ЭДС E_r и соответственно напряжение U . Регулирование напряжения в этой системе может сочетаться с воздействием на магнитный поток ДПТ, что обеспечивает двухзонное регулирование скорости.

Основными достоинствами системы Г—Д являются большой диапазон и плавность регулирования скорости ДПТ, высокая жесткость и линейность характеристик, возможность получения всех энергетических режимов работы

ДПТ, в том числе и рекуперативного торможения. В то же время для этой системы характерны такие недостатки, как утроенная установленная мощность электрических машин, низкий КПД, инерционность процесса регулирования, шум при работе.

Основным типом преобразователей, применяемых в настоящее время в регулируемом электроприводе постоянного тока, являются полупроводниковые статические преобразователи, и в первую очередь тиристорные преобразователи. Они представляют собой управляемые реверсивные или неревверсивные выпрямители, собранные по нулевой или мостовой однофазной или трехфазной схеме. Определенные перспективы развития этого вида электропривода связаны и с использованием транзисторных преобразователей. В настоящее время силовые транзисторы выпускаются на напряжение до 1500 В и токи до 40 А, что делает возможным создание электроприводов мощностью до нескольких десятков киловатт. Вместе с тем их стоимость по сравнению со стоимостью тиристоров заметно выше, а выпуск ограничен, что препятствует их широкому использованию в автоматизированном электроприводе.

Принцип действия, свойства и характеристики системы тиристорный преобразователь — двигатель (ТП—Д) рассмотрим на примере схемы рис. 3.14, где в качестве преобразователя использован однофазный двухполупериодный неревверсивный выпрямитель, собранный по нулевой схеме.

Преобразователь включает в себя согласующий трансформатор T , имеющий две вторичные обмотки, два тиристора $V1$ и $V2$ и систему импульсно-фазового управления тиристорами (СИФУ). Преобразователь обеспечивает регулирование напряжения U на ДПТ за счет изменения среднего значения ЭДС преобразователя $E_{\text{п}}$. Это достигается, в свою очередь, за счет регулирования угла управления тиристором α , представляющего собой угол задержки открытия тиристором $V1$ и $V2$ относительно момента их естественного открытия. Напомним, что моментом естественного открытия управляемого вентиля (тиристора) является момент, когда потенциал анода становится выше потенциала катода.

Когда $\alpha = 0$, т. е. тиристоры $V1$ и $V2$ получают импульсы управления от СИФУ в момент их естественного открытия, преобразователь осуществляет двухполупериодное выпрямление и к ДПТ прикладывается полное напряжение. Если теперь с помощью СИФУ осуществлять подачу им-

пульсов управления не в момент естественного открытия тиристоров $V1$ и $V2$, а со сдвигом на угол $\alpha \neq 0$, то ЭДС преобразователя снизится и этому случаю будет соответствовать уже меньшее среднее напряжение, подводимое к ДПТ.

Зависимость среднего значения ЭДС преобразователя от угла управления тиристорами α имеет вид

$$E_{\text{ср}} = \frac{E_{\text{max}} m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha = E_{\text{ср0}} \cos \alpha, \quad (3.32)$$

где m — число фаз; E_{max} — амплитудное значение ЭДС преобразователя; $E_{\text{ср0}}$ — ЭДС преобразователя при $\alpha = 0$.

Ввиду пульсирующего характера ЭДС преобразователя ток в цепи якоря ДПТ также является пульсирующим. Такой характер тока оказывает вредное влияние на работу ДПТ, приводя к ухудшению условий работы его коллектора, дополнительным потерям энергии и нагреву. Для уменьшения пульсаций тока в цепь якоря обычно включается сглаживающий реактор L . Другим средством снижения пульсаций является использование многофазных схем выпрямления.

Уравнения электромеханической и механической характеристик ДПТ, питаемого от вентильного преобразователя, имеют вид

$$\omega = E_{\text{ср0}} \cos \alpha / (k\Phi) - I (R_{\text{я}} + R_{\text{п}}) / (k\Phi); \quad (3.33)$$

$$\omega = E_{\text{ср0}} \cos \alpha / (k\Phi) - M (R_{\text{я}} + R_{\text{п}}) / (k\Phi)^2, \quad (3.34)$$

где $R_{\text{п}} = x_{\text{T}} m / (2\pi) + R_{\text{T}} + R_{\text{L}}$ — эквивалентное сопротивление преобразователя; x_{T} , R_{T} — соответственно приведенные ко вторичной обмотке индуктивное сопротивление рассеяния и активное сопротивление обмоток трансформатора; R_{L} — активное сопротивление сглаживающего реактора L .

Характеристики, соответствующие (3.33) и (3.34), приведены на рис. 3.15, а. Их особенностью является наличие области прерывистых токов, выделенной на рисунке пунктирной линией и заштрихованной. В этой области имеет место заметное изменение жесткости характеристик, вследствие чего характеристики в целом оказываются нелинейными. Вследствие односторонней проводимости преобразователя характеристики располагаются только в I и IV квадрантах. Меньшим углам управления α соответствует более высокая скорость ДПТ; при $\alpha = \pi/2$ $E_{\text{п}} = 0$ и ДПТ работает в режиме динамического торможения.

На рис. 3.15, б приведена схема электропривода с трехфазным тиристорным преобразователем, собранным по мостовой схеме. Характеристики ДПТ при использовании этого типа выпрямителя аналогичны показанным на рис. 3.15, а. Вместе с тем пульсации тока в этой схеме электропривода меньше, чем в схеме рис. 3.14.

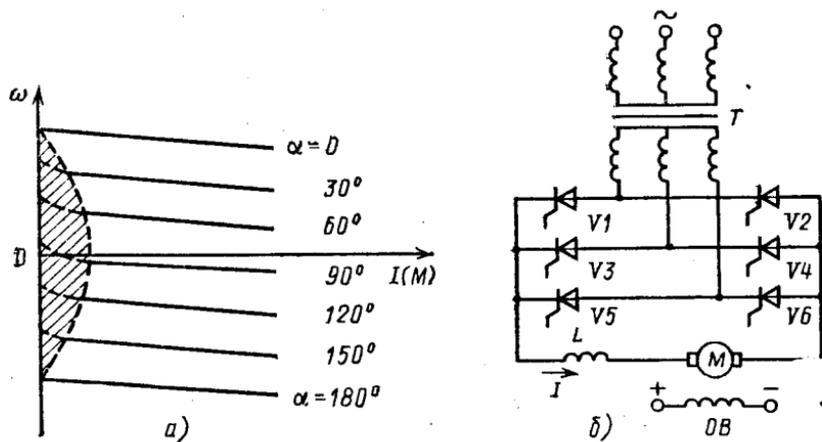


Рис. 3.15. Характеристики неререверсивного электропривода по системе ТП—Д (а) и схема электропривода с мостовым неререверсивным ТП (б)

Для получения характеристик ДПТ, располагаемых во всех четырех квадрантах, используются реверсивные выпрямители, которые состоят из двух комплектов неререверсивных выпрямителей. На рис. 3.16, а—г показаны четыре схемы с реверсивными выпрямителями.

Отметим, что работа ДПТ в четырех квадрантах может быть осуществлена и с помощью неререверсивного однокомплектного преобразователя. Для этого должно обеспечиваться изменение направления тока возбуждения двигателя.

При управлении реверсивными вентильными преобразователями используются два основных принципа управления комплектами вентиля: совместное и раздельное. Так как использование того или иного способа управления комплектами сказывается на виде характеристик электропривода и его свойствах, остановимся подробнее на особенностях каждого из них.

Совместное управление предусматривает подачу от СИФУ импульсов управления одновременно на вен-

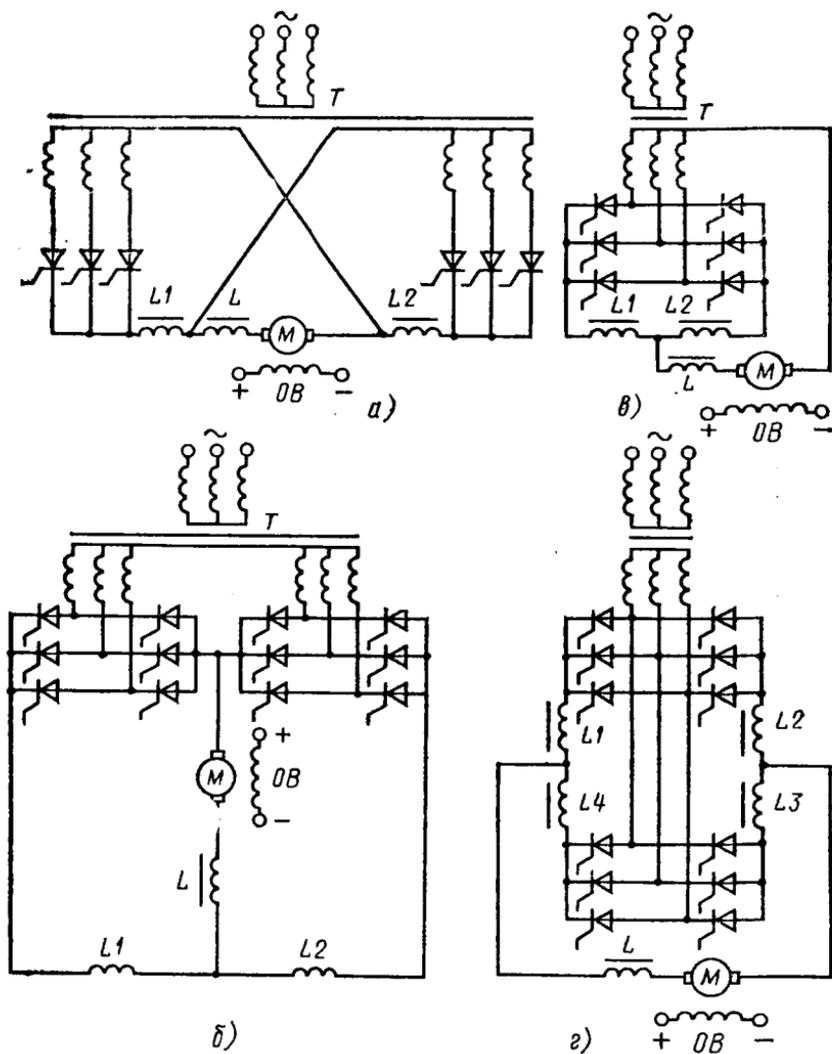


Рис. 3.16. Схемы электропривода с реверсивным ТП:

a — перекрестная с нулевым выводом; *б* — перекрестная мостовая; *в* — встречно-параллельная с нулевым выводом; *г* — встречно-параллельная мостовая

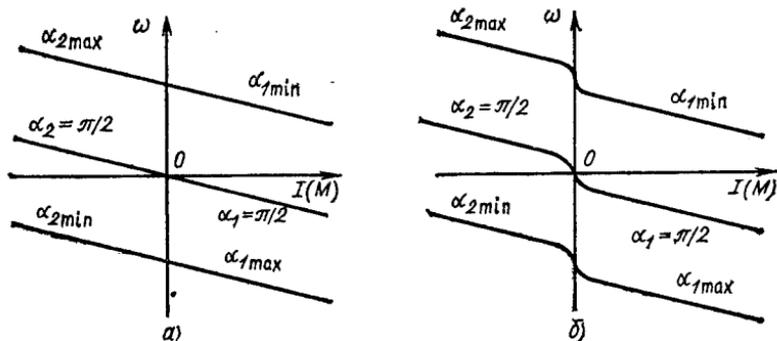


Рис. 3.17. Характеристики реверсивного электропривода при совместном линейном (а) и нелинейном (б) согласовании углов управления

тили обоих комплектов. При этом за счет сдвига между импульсами управления двух групп, близкого к π , одна из групп работает в выпрямительном, а другая — в инверторном режимах. Между средними значениями ЭДС выпрямителя $E_{ср,в}$ и инвертора $E_{ср,и}$ соблюдается соотношение $E_{ср,и} \geq E_{ср,в}$, однако за счет разности мгновенных значений ЭДС между комплектами протекают уравнивающие токи. Для их ограничения в схемах рис. 3.16 предусмотрены уравнивательные реакторы $L1-L4$.

Вид характеристик ДПТ зависит от способа согласования углов управления двумя комплектами вентилялей. При линейном согласовании сумма углов выпрямителя α_1 и инвертора α_2 поддерживается равной π , характеристики линейны и аналогичны характеристикам системы Г—Д. Вид этих характеристик показан на рис. 3.17, а.

Для уменьшения уравнивающих токов в ряде случаев используется нелинейное согласование, при котором сумма углов α_1 и α_2 несколько отличается от π . В этом случае имеет место заметное увеличение скорости ДПТ при переходе от двигательного режима к генераторному, что и отражено в характеристиках рис. 3.17, б. Нелинейное согласование в силу этого обстоятельства применяется относительно редко.

Раздельное управление используется для полного исключения уравнивающих токов между комплектами реверсивного преобразователя. Сущность его состоит в том, что импульсы управления подаются только на один из

комплектов, который должен в данный момент работать. На второй комплект импульсы не подаются, и он не работает, «закрывается».

Управление преобразователем осуществляется при этом принципе с помощью специального логического переключающего устройства (ЛПУ). Это устройство, осуществляя контроль за током преобразователя, обеспечивает в функции входного сигнала включение в работу и выключение комплектов с некоторой небольшой паузой в 5—10 мс. Вследствие этого при переходе ДПТ из одного энергетического режима в другой вблизи оси скорости имеет место режим прерывистых токов, что отражается на характеристиках ДПТ, показанных на рис. 3.18.

В заключение остановимся на основных свойствах системы ТП—Д.

К достоинствам рассматриваемой системы относятся:

1. Плавность и значительный диапазон регулирования скорости (до 10 и более).
2. Большая жесткость получаемых искусственных характеристик.
3. Высокий КПД электропривода, определяемый высокими КПД трансформаторов (0,93—0,98) и управляемого выпрямителя (0,9—0,92).
4. Уменьшение количества электрических машин.
5. Бесшумность в работе, простота в обслуживании и эксплуатации.

Наряду со значительными достоинствами системе ТП—Д присущи следующие недостатки:

1. Преобразователь имеет одностороннюю проводимость. Для получения характеристик ДПТ во всех четырех квадрантах требуется использовать реверсивный двухкомплектный преобразователь.
2. Напряжение на выводах ДПТ и его ток имеют пульсирующий характер, что ухудшает условия его работы. Для сглаживания пульсаций тока в большинстве случаев необ-

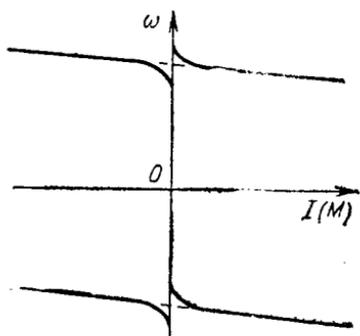


Рис. 3.18. Характеристики реверсивного электропривода при раздельном управлении ТП

ходимо применять сглаживающий реактор (см. схемы рис. 3.14 и 3.16) или многофазные схемы выпрямления.

3. Имеет место режим прерывистых токов, при котором резко падает жесткость характеристик, причем последние становятся нелинейными.

4. С ростом диапазона регулирования скорости снижается коэффициент мощности $\cos \varphi$ электропривода, определяемый для системы ТП—Д по формуле

$$\cos \varphi \approx \cos \alpha.$$

5. Вентильный электропривод вносит искажения в форму тока и напряжения источника питания.

6. Тиристорные преобразователи обладают невысокой помехозащищенностью и малой перегрузочной способностью по току и напряжению.

Несмотря на отмеченные недостатки, система ТП—Д является в настоящее время основным видом регулируемого электропривода постоянного тока и широко применяется для привода таких ответственных рабочих машин, как прокатные станы, металлорежущие станки, экскаваторы и т. д.)

3.5. ФОРМИРОВАНИЕ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОПРИВОДА В ЗАМКНУТОЙ СИСТЕМЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ — ДВИГАТЕЛЬ

Характеристики разомкнутой системы П—Д, показанные на рис. 3.15, 3.17 и 3.18, имеют относительно невысокую жесткость из-за влияния внутреннего сопротивления преобразователя $R_{\text{п}}$. Для получения значительных диапазонов регулирования скорости (несколько десятков или сотен) требуется иметь более жесткие характеристики, которые можно получить лишь в замкнутой системе П—Д. Кроме того, характеристики разомкнутой системы не обеспечивают регулирования или ограничения тока и момента, что также требует перехода к замкнутой системе П—Д. Рассмотрим замкнутые системы регулирования скорости, тока и момента с использованием различных обратных связей.

а) Замкнутая система П—Д с отрицательной обратной связью по скорости ДПТ

Структурная схема замкнутой системы с жесткой отрицательной обратной связью по скорости ДПТ показана на рис. 3.19, а. Ее основу составляет разомкнутая схема П—Д. На валу ДПТ находится датчик скорости — тахогенератор

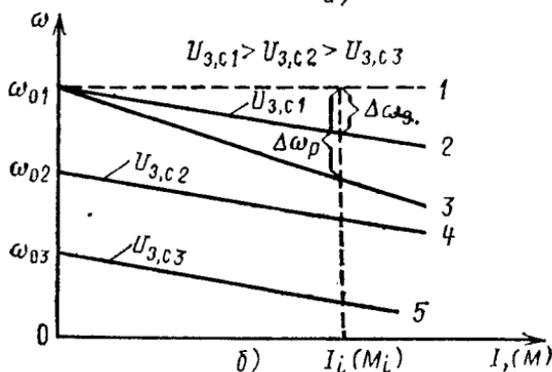
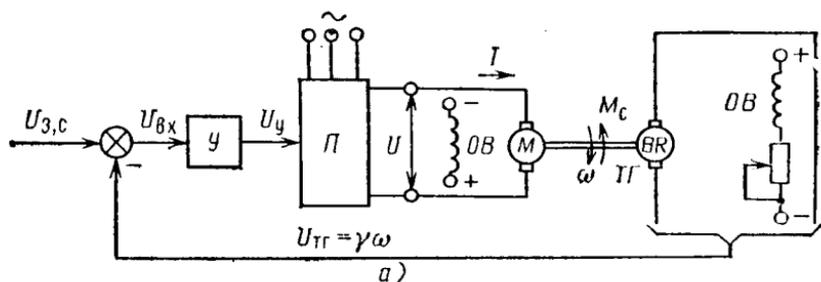


Рис. 3.19. Замкнутая система П—Д с отрицательной обратной связью по скорости:
 а — схема; б — характеристики

ТГ (BR), выходное напряжение которого $U_{тг}$, пропорциональное скорости ДПТ ω , является сигналом обратной связи. Коэффициент пропорциональности γ носит название коэффициента обратной связи по скорости и определяется данными тахогенератора.

Сигнал обратной связи $U_{тг} = U_{о,с}$ сравнивается с задающим сигналом скорости $U_{з,с}$, и их разность в виде сигнала рассогласования (ошибки) $U_{вх}$ подается на вход дополнительного усилителя \mathcal{U} , который с коэффициентом k_y усиливает сигнал рассогласования $U_{вх}$ и подает его в виде сигнала управления U_y на вход преобразователя П.

В целях получения формул для характеристик ДПТ в замкнутой системе воспользуемся выражениями (3.30) и (3.31) характеристик разомкнутой системы, а также следующими соотношениями:

$$U_{вх} = U_{з,с} - \gamma\omega; \quad (3.35)$$

$$U_y = k_y U_{вх}. \quad (3.36)$$

Заменяя в (3.30) и (3.31) последовательно U_y на его выражение из (3.36) и далее $U_{вх}$ на его выражение из (3.35), после несложных преобразований получаем следующие формулы для характеристик ДПТ в замкнутой системе:

$$\omega = \frac{k_y k_n U_{з,с}}{c(1+k_c)} - \frac{I(R_n + R_p)}{c(1+k_c)}; \quad (3.37)$$

$$\omega = \frac{k_y k_n U_{з,с}}{c(1+k_c)} - \frac{M(R_n + R_p)}{c^2(1+k_c)}, \quad (3.38)$$

где $c = k\Phi_{ном}$; $k_c = \gamma k_y k_n / c$ — общий коэффициент усиления системы.

Для анализа жесткости получаемых характеристик сопоставим перепады скорости в разомкнутой $\Delta\omega_p$ и замкнутой $\Delta\omega_з$ системах при одном и том же токе или моменте. Согласно (3.30), (3.31), (3.37) и (3.38) имеем

$$\Delta\omega_p = I(R_n + R_p)/c; \quad (3.39)$$

$$\Delta\omega_з = I(R_n + R_p)/c(1+k_c) = \Delta\omega_p/(1+k_c). \quad (3.40)$$

Так как $k_c > 0$, то всегда $\Delta\omega_з < \Delta\omega_p$, т.е. жесткость получаемых характеристик в замкнутой системе больше жесткости характеристик в разомкнутой системе. Это показано на рис. 3.19, б, где для сравнения приведены характеристики ДПТ в разомкнутой (прямая 3) и замкнутой (прямая 2) системах. На этом же рисунке приведены характеристики замкнутой системы при меньших значениях задающего сигнала $U_{з,с}$ (прямые 4 и 5), которые располагаются параллельно характеристике 2.

Для нахождения предельной по жесткости характеристики будем увеличивать коэффициент усиления системы k_c . Из (3.40) видно, что при $k_c \rightarrow \infty$ $\Delta\omega_з \rightarrow 0$, т.е. в пределе в данной замкнутой системе может быть получена абсолютно жесткая характеристика. Эта характеристика изображена на рис. 3.19, б в виде штриховой линии 1.

Отметим, что абсолютно жесткая механическая характеристика на практике не реализуется из-за существенного ухудшения при этом динамики электропривода. Предельные коэффициенты усиления и обратных связей ограничиваются по условиям получения заданных динамических свойств электропривода.

Рассмотрим физическую сторону процесса регулирования скорости в данной системе. Предположим, что ДПТ

работает в установившемся режиме с некоторой скоростью и по каким-то причинам увеличился момент нагрузки M_c . Так как развиваемый ДПТ момент стал меньше момента нагрузки, его скорость начнет снижаться и соответственно будет снижаться сигнал обратной связи по скорости $U_{тг}$. Это, в свою очередь, согласно (3.35) вызовет увеличение сигналов рассогласования $U_{вх}$ и управления U_y и приведет к повышению ЭДС преобразователя, а следовательно, и скорости ДПТ.

При уменьшении момента нагрузки обратная связь действует в другом направлении, приводя к снижению ЭДС преобразователя. Таким образом, благодаря наличию обратной связи осуществляется автоматическое регулирование ЭДС преобразователя и тем самым подводимого к ДПТ напряжения, за счет чего получаются более жесткие характеристики электропривода. В разомкнутой системе при изменении момента нагрузки ЭДС преобразователя не изменяется, в результате чего жесткость характеристик электропривода оказывается меньше.

б) Замкнутая система П—Д с отрицательной обратной связью по напряжению ДПТ

Структурная схема замкнутой системы с отрицательной обратной связью по напряжению показана на рис. 3.20, а. Датчиком напряжения в системе служит потенциометр R_U , с которого снимается сигнал обратной связи по напряжению $U_{о,с} = \alpha U$, где α — коэффициент обратной связи.

Сигнал рассогласования $U_{вх}$ определяется как

$$U_{вх} = U_{з,с} - \alpha U. \quad (3.41)$$

Используя (3.30) и (3.31), с учетом (3.36) и (3.41) получаем следующие выражения для характеристик ДПТ:

$$\omega = \frac{k_y k_n U_{з,с}}{c(1+k_c)} - \frac{I[R_n + R_{я}(1+k_c)]}{c(1+k_c)}; \quad (3.42)$$

$$\omega = \frac{k_y k_n U_{з,с}}{c(1+k_c)} - \frac{M[R_n + R_{я}(1+k_c)]}{c^2(1+k_c)}, \quad (3.43)$$

где $k_c = k_y k_n \alpha$ — общий коэффициент усиления системы.

Для оценки жесткости получаемых характеристик вновь сопоставим перепады скорости разомкнутой $\Delta\omega_p$ [см. (3.39)] и замкнутой $\Delta\omega_3$ систем

$$\Delta\omega_3 = I[R_n + R_{я}]/(1+k_c)/c. \quad (3.44)$$

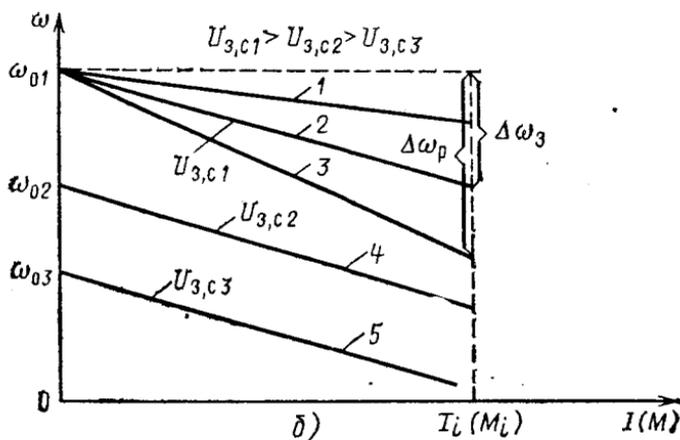
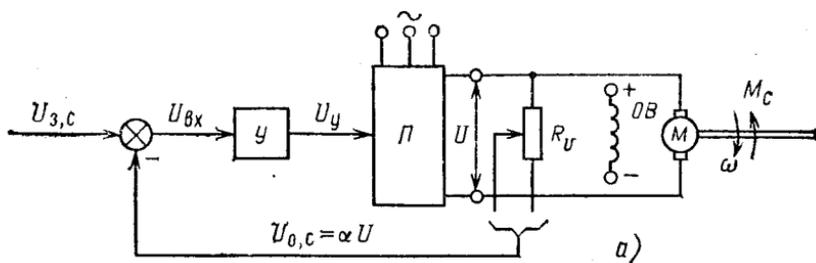


Рис. 3.20. Замкнутая система П—Д с отрицательной обратной связью по напряжению:

a — схема; *b* — характеристики

Так как $k_c > 0$, то $R_{\pi} / (1 + k_c) < R_{\pi}$ и $\Delta\omega_3 < \Delta\omega_p$, т. е. жесткость характеристик в замкнутой системе выше, чем в разомкнутой. Это отражено на рис. 3.20, б, где прямая 3 отображает характеристику разомкнутой, а прямая 2 — замкнутой систем электропривода. Здесь же показаны характеристики при меньших значениях задающего сигнала скорости (прямые 4 и 5), которые располагаются параллельно характеристике 2.

Для нахождения предельной по жесткости характеристики в рассматриваемой замкнутой системе устремим ее общий коэффициент усиления k_c в бесконечность. Из (3.44) следует, что при $k_c \rightarrow \infty$ $\Delta\omega_3 \rightarrow IR_{\pi} / c$, т. е. перепад скорости в пределе равен перепаду скорости на естественной характеристике ДПТ, когда он питается от источника с нулевым

внутренним сопротивлением. Таким образом, предельной по жесткости характеристикой в замкнутой по напряжению системе является естественная характеристика ДПТ, изображенная на рис. 3.20, б прямой 1. Это объясняется тем, что обратная связь по напряжению в предельном случае при $k_c \rightarrow \infty$ обеспечивает постоянно напряжение U на выводах ДПТ или, что то же самое, полную компенсацию падения напряжения на внутреннем сопротивлении преобразователя $R_{п}$. Аналогичное положение характерно и для предыдущей системы, в которой обратная связь по скорости в предельном случае при $k_c \rightarrow \infty$ обеспечивала постоянную скорость ДПТ.

Физическая сторона процесса регулирования скорости заключается в следующем. При изменениях момента нагрузки M_c на валу ДПТ, например при его увеличении, увеличивается ток якоря I и за счет увеличения внутреннего падения напряжения в преобразователе снижается напряжение U на якоре ДПТ. В соответствии с (3.41) это вызовет увеличение сигналов рассогласования $U_{вх}$ и управления U_y . В свою очередь, это приведет к росту ЭДС преобразователя и компенсации снижения напряжения на выводах ДПТ. Таким образом, и в рассматриваемой системе сущность получения жестких характеристик заключается в автоматическом регулировании ЭДС преобразователя.

в) Замкнутая система П—Д с положительной обратной связью по току якоря

Схема замкнутой системы с положительной обратной связью по току приведена на рис. 3.21, а. В качестве датчика тока в этой системе может быть использован шунт с сопротивлением $R_{ш}$. Падение напряжения на $R_{ш}$ пропорционально току якоря I . В результате сигнал обратной связи по току определяется как

$$U_{о.с} = \beta I, \quad (3.45)$$

где β — коэффициент обратной связи по току, имеющий размерность ом.

Отметим, что в качестве резистора $R_{ш}$ часто используется обмотка дополнительных полюсов и компенсационная обмотка.

Сигнал на входе усилителя в данной системе определяется суммой задающего и сигнала обратной связи, т. е.

$$U_{вх} = U_{з.с} + \beta I. \quad (3.46)$$

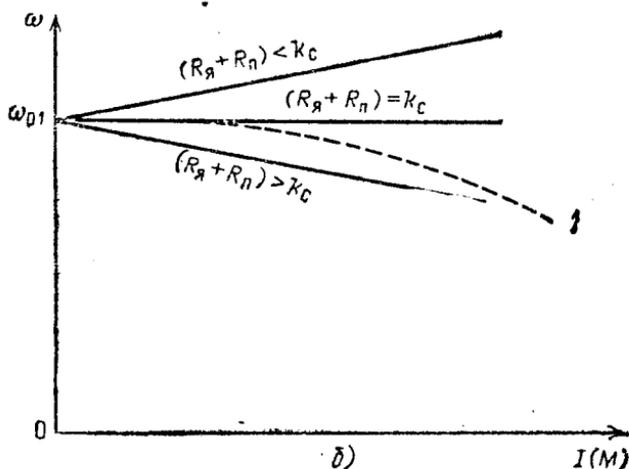
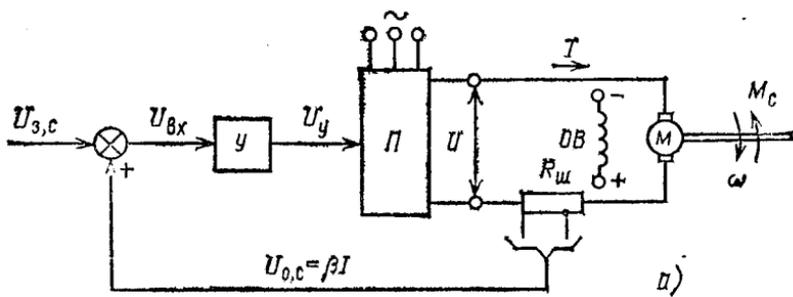


Рис. 3.21. Замкнутая система П—Д с положительной обратной связью по току:

а — схема; б — характеристики

Используя (3.30), (3.31) и (3.36), с учетом (3.46) после несложных преобразований получаем следующие выражения для электромеханической и механической характеристик ДПТ в замкнутой системе:

$$\omega = \frac{k_y k_{\Pi} U_{3,c}}{c} - \frac{I (R_{я} + R_{\Pi} - k_c)}{c}; \quad (3.47)$$

$$\omega = \frac{k_y k_{\Pi} U_{3,c}}{c} - \frac{M (R_{я} + R_{\Pi} - k_c)}{c^2}, \quad (3.48)$$

где $k_c = k_y k_{\Pi} \beta$ — общий коэффициент усиления системы.

Анализ жесткости получаемых характеристик проведем, сопоставляя суммарное сопротивление цепи якоря $R_{\text{я}} + R_{\text{п}}$ с общим коэффициентом усиления k_c , также имеющим размерность ом. Нетрудно заключить, что при $R_{\text{я}} + R_{\text{п}} > k_c$ характеристики ДПТ имеют отрицательную жесткость, при $R_{\text{я}} + R_{\text{п}} = k_c$ — бесконечно большую жесткость, а при $R_{\text{я}} + R_{\text{п}} < k_c$ жесткость характеристик положительна. Характеристики, соответствующие этим трем соотношениям, показаны на рис. 3.21, б. Таким образом, при использовании положительной обратной связи по току могут быть получены характеристики любой жесткости, в том числе и положительной. Однако из-за непостоянства коэффициента усиления системы k_c в результате наличия положительной обратной связи реальные характеристики имеют нелинейный характер (кривая 1), поэтому такая связь обычно используется в совокупности с другими, например с обратной связью по напряжению.

г) Регулирование (ограничение) тока и момента в замкнутой системе П—Д с помощью нелинейной отрицательной обратной связи по току

Структурная схема замкнутой системы с нелинейной отрицательной обратной связью по току приведена на рис. 3.22, а. Эта схема во многом повторяет схему рис. 3.21, а, за исключением узла обратной связи, который в теории электропривода называют узлом токовой отсечки (УТО).

Характеристика УТО $U'_{o,c}(U_{o,c})$ показана внутри изображающего его прямоугольника. Работа УТО в соответствии с его характеристикой происходит следующим образом: до тех пор, пока сигнал обратной связи $U_{o,c} = \beta I$, снимаемый с резистора $R_{\text{ш}}$, не превосходит некоторого заданного опорного напряжения $U_{\text{оп}}$, сигнал $U'_{o,c}$ равен нулю. При $U_{o,c} > U_{\text{оп}}$ на выходе УТО появляется сигнал отрицательной обратной связи $U'_{o,c}$, который поступает на вход системы.

Значение опорного напряжения $U_{\text{оп}}$ определяется заданным током, с которого должно начаться его регулирование. Этот ток получил название тока отсечки $I_{\text{отс}}$. Используя $I_{\text{отс}}$, можно следующим образом описать работу УТО:

при

$$U_{\text{оп}} = \beta I_{\text{отс}} \geq \beta I U'_{o,c} = 0; \quad (3.49)$$

при

$$U_{оп} = \beta I_{отс} < \beta I \quad U'_{0,c} \neq 0.$$

В соответствии с (3.49) характеристики электропривода рис. 3.22, б имеют два участка: на участке I при $I \leq I_{отс}$ $U'_{0,c} = 0$ и система разомкнута; на участке II при $I > I_{отс}$ $U'_{0,c} \neq 0$, система становится замкнутой и осуществляется регулирование (ограничение) тока и момента.

Уравнение для участка II электрохимической характеристики можно получить, если в (3.47) заменить знак пе-

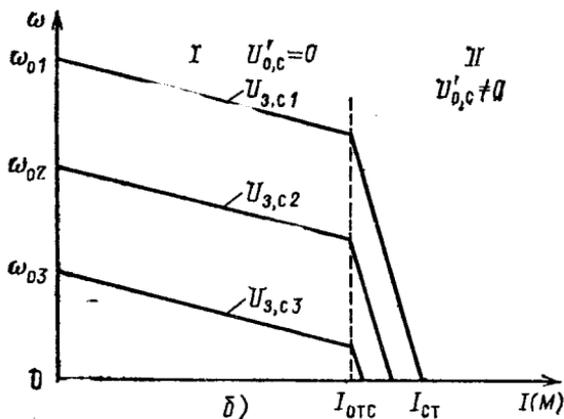
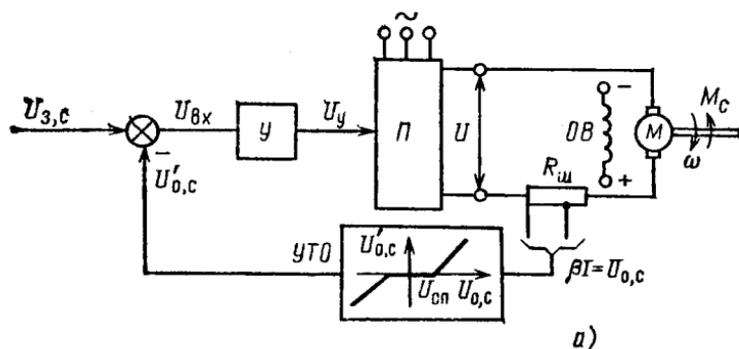


Рис. 3.22. Замкнутая система П—Д с нелинейной отрицательной обратной связью по току:

а — схема; б — характеристики

ред коэффициентом усиления системы k_c с «—» на «+», а ток I заменить на разность $I - I_{отс}$,

$$\omega = \frac{k_y k_{\Pi} U_{з,с}}{c} - \frac{(I - I_{отс})(R_{я} + R_{\Pi} + k_c)}{c}. \quad (3.50)$$

Электромеханические характеристики системы показаны на рис. 3.22, б, механические характеристики при $\Phi = \text{const}$ повторяют электромеханические при другом масштабе по оси абсцисс.

Ток при нулевой скорости ДПТ получил название тока стопорения $I_{ст}$. Он может быть найден, если в (3.50) положить $\omega = 0$,

$$I_{ст} = I_{отс} + k_y k_{\Pi} U_{з,с} / (R_{я} + R_{\Pi} + k_c). \quad (3.51)$$

Из (3.51) видно, что при бесконечно большом увеличении общего коэффициента усиления системы $I_{ст} \rightarrow I_{отс}$, т. е. характеристики на втором участке приближаются к вертикальным линиям. Другими словами, чем больше общий коэффициент усиления системы, тем точнее осуществляется регулирование (ограничение) тока и момента.

Физическая сторона получения мягких характеристик ДПТ на участке II при $I > I_{отс}$ состоит в том, что при росте тока увеличивается сигнал $U'_{о,с}$ и уменьшаются сигналы $U_{вх}$ и U_y , так как $U_{вх} = U_{з,с} - U'_{о,с}$. По этой причине уменьшается ЭДС преобразователя, за счет чего и происходит ограничение тока и момента ДПТ.

В практике электропривода разработаны и другие схемы УТО, в частности основанные на использовании нелинейной положительной обратной связи по скорости.

В заключение еще раз отметим, что при реализации больших (предельных) коэффициентов усиления для получения качественных статических характеристик ухудшаются динамические показатели работы электропривода (колебательность, перерегулирование, время затухания переходных процессов).

3.6. ПРИМЕРЫ ЗАМКНУТЫХ СИСТЕМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ — ДВИГАТЕЛЬ

Ассент Реальные системы П—Д отличаются друг от друга типом преобразователя и видами применяемых обратных связей. Обычно в замкнутых системах применяется не одна, а две или несколько обратных связей, с помощью которых реализуется весь комплекс требований к автоматизированному электроприводу со стороны приводимой им в движе-

ние рабочей машины. Здесь рассматриваются примеры замкнутых систем с использованием преобразователя на базе магнитного усилителя и тиристорного преобразователя.

а) Замкнутая система П—Д с силовым магнитным усилителем в качестве преобразователя

Упрощенная принципиальная схема электропривода с магнитным усилителем (МУ) в качестве преобразователя (система МУ—Д) приведена на рис. 3.23, а.

Однофазный МУ имеет четыре обмотки: две рабочие (силовые) 1Р0 и 2Р0 и две управления 1ОУ и 2ОУ. В цепи рабочих обмоток

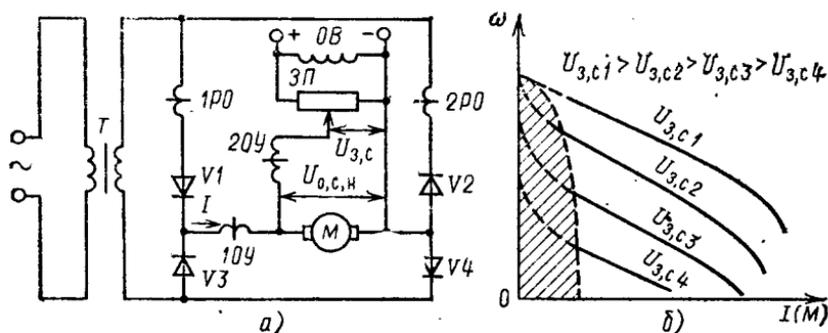


Рис. 3.23. Замкнутая система П—Д с МУ:

а — схема; б — характеристики

включены четыре вентиля $V1—V4$, с помощью которых осуществляется выпрямление переменного тока и одновременно реализуется внутренняя положительная связь МУ по току нагрузки. Трансформатор T служит для согласования напряжений сети переменного тока и якорной цепи ДПТ.

Обмотка управления $1OУ$ является обмоткой положительной обратной связи по току. Она намотана проводом большого сечения и включена непосредственно в цепь якоря. Обмотка управления $2OУ$ обеспечивает суммирование двух сигналов: задающего сигнала скорости $U_{z,c}$ и сигнала отрицательной обратной связи по напряжению $U_{o,c,n}$, который снимается непосредственно с якоря ДПТ.

Характеристики ДПТ для этой схемы приведены на рис. 3.23, б. Ограничение тока и момента в этой системе происходит естественным путем, за счет большого сопротивления якорной цепи. Отметим, что данная система характеризуется наличием значительной области прерывистого тока (заштрихованная область на рис. 3.23, б).

б) Электроприводы с тиристорным преобразователем

Электропривод с тиристорным преобразователем в настоящее время является основным типом автоматизированного электропривода постоянного тока. Электротехническая промышленность выпускает большую номенклатуру тиристорных преобразователей на широкие диапазоны мощностей, токов и напряжений, а также комплекты тиристорных электроприводов постоянного тока, в состав которых входят ДПТ, тиристорный преобразователь, средства автоматизации и коммутационная аппаратура. Типы выпускаемых преобразователей и комплектных электроприводов приведены в [41].

В качестве примера рассмотрим тиристорный комплектный реверсивный электропривод постоянного тока серии ЭТЗР. Электроприводы этого типа выполнены в виде замкнутой системы автоматического регулирования скорости ДПТ с отрицательной обратной связью по скорости, которая в зависимости от настройки обеспечивает относительный перепад скорости в пределах 0,5—10 % при изменении момента нагрузки от $0,1 M_{ном}$ до $M_{ном}$. В системе обеспечивается также регулирование тока с помощью УТО, построенного по так называемому принципу упреждающего токоограничения. Для обеспечения устойчивости и требуемого качества переходных процессов электропривода в схеме применены две гибкие обратные связи: по скорости ДПТ и результирующему сигналу управления U_{yz} .

Упрощенная схема электропривода ЭТЗР приведена на рис. 3.24. Якорь ДПТ серии ПБСТ, имеющего встроенный тахогенератор BR , получает питание от тиристорного преобразователя, содержащего силовую часть (тиристоры $V1—V6$) и СИФУ.

Тиристоры $V1—V6$ силовой части соединены в две трехфазные нулевые схемы, образующие реверсивный преобразователь с двумя комплектами выпрямителей, составляющих выпрямительную и инверторную группы. Управление этими группами осуществляется с использованием согласованного совместного принципа, при котором выполняется следующее равенство:

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ + \Delta\varphi,$$

где α_1 , α_2 — соответственно углы управления тиристорами выпрямительной и инверторной групп; $\Delta\varphi$ — запас угла, компенсирующий разброс углов управления тиристорами.

Для уменьшения переменной составляющей уравнительного тока, протекающей между выпрямительной и инверторной группами, в электроприводе используются ограничительные реакторы $L1$ и $L2$. Включение в цепь якоря сглаживающего реактора $L3$ позволяет исключить режим прерывистого тока и повысить использование ДПТ по току.

Управление тиристорами $V1—V6$ обеспечивается транзисторной СИФУ, работающей по вертикальному принципу. Она имеет три кана-

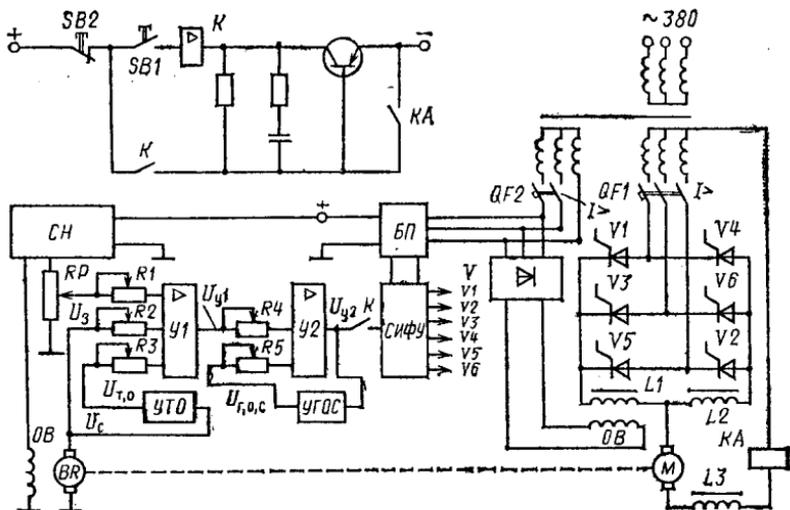


Рис. 3.24. Замкнутая система ТП—Д серии ЭТЗР

ла, каждый из которых работает на два тиристора, включенных в одну фазу $V1-V4$, $V3-V6$, $V5-V2$.

Питание электропривода осуществляется от трехфазного трансформатора T с двумя вторичными обмотками. Одна из них, имеющая нулевой вывод, обеспечивает питание силовой части привода, а вторая — питание обмотки возбуждения ДПТ OB и схемы управления. Выпрямитель V осуществляет подачу выпрямленного тока в OB , а блок питания $БП$ и стабилизатор напряжения $СН$ обеспечивают необходимым напряжением постоянного и переменного тока элементы схемы управления и обмотку возбуждения тахогенератора OB .

В состав схемы управления электропривода входят промежуточный усилитель $У1$, усилитель мощности (эмиттерный повторитель) $У2$, узел токоограничения $УТО$, узел гибкой обратной связи $УГОС$, задающий потенциометр RP , кнопки управления $SB1$ и $SB2$ и пусковое реле K .

Промежуточный сигнал управления U_{y1} формируется как алгебраическая сумма сигналов задающего U_z , тахогенератора U_c и токоограничения $U_{т.о}$, для выработки которого используется нелинейная положительная обратная связь по скорости ДПТ. При токе якоря меньшем тока отсечки (см. рис. 3.22, б) работает только контур регулирования скорости. При токе якоря, превышающем ток отсечки, за счет нелинейности цепи токоограничения отрицательная обратная связь по скорости ДПТ отключается и начинает действовать положительная связь, обеспечивая ограничение тока и момента на заданном уровне.

Сигнал управления U_{y1} вместе с сигналом корректирующей гибкой обратной связи $U_{г.о.с}$ поступает на вход усилителя мощности U_2 и после усиления в виде результирующего сигнала U_{y2} подается на вход СИФУ через замыкающий контакт пускового реле K . Управление этим реле осуществляется с помощью кнопок управления: $SB1$ при пуске ДПТ и $SB2$ при его останове. Реверсирование ДПТ осуществляется путем изменения полярности задающего сигнала U_3 .

В электроприводе ЭТЗР осуществляется ряд защит, блокировок и сигнализаций. Токовое реле KA , катушка которого включена в цепь якоря ДПТ, а контакт — в цепь питания реле K , обеспечивает максимальную токовую защиту ДПТ. При его срабатывании отключается реле K , с тиристоров снимаются сигналы управления и ДПТ отключается от источника питания.

Автоматические выключатели $QF1$ и $QF2$ осуществляют максимальную токовую защиту соответственно силовой части тиристорного преобразователя, обмотки возбуждения ДПТ и схемы управления [41].

3.7. ВЛИЯНИЕ ВЕНТИЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА НА СЕТИ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ И СПОСОБЫ СНИЖЕНИЯ ЭТОГО ВЛИЯНИЯ

Регулируемый вентильный электропривод постоянного тока при своей работе оказывает неблагоприятное воздействие на сети электроснабжения. Это выражается в снижении коэффициента мощности, напряжения сети и искажении синусоидальной формы напряжения.

Снижение коэффициента мощности увеличивает реактивную мощность системы электроснабжения, что приводит к дополнительным потерям напряжения и энергии и требует увеличения пропускной способности ее элементов.

Искажение вентильными электроприводами синусоидальной формы напряжения сети и появление вследствие этого высших гармоник напряжения оказывает неблагоприятное воздействие на другие электротехнические устройства, присоединенные к этой сети. Это выражается в повышенном нагреве электродвигателей, снижении их мощности и КПД, усилении вибрации и шума при их работе [39].

Наличие высших гармоник напряжения нарушает также работу устройств автоматики, защиты и сигнализации, создает помехи в линиях связи. Несинусоидальность напряжений и токов приводит к дополнительным погрешностям приборов, измеряющих действующие значения токов, напряжения и мощности. Несинусоидальное напряжение оказывает также отрицательное воздействие и на батареи кон-

денсаторов, применяемые для компенсации реактивной мощности, вызывая их перегрузку по току и напряжению.

а) Коэффициент мощности вентильного электропривода постоянного тока

При регулировании скорости ДПТ независимого возбуждения с помощью вентильных преобразователей напряжения коэффициент мощности электропривода определяется двумя факторами: углом сдвига φ_1 1-й (основной) гармоники потребляемого из сети тока относительно напряжения сети и коэффициентом искажения ν этого же тока

$$\cos \varphi = \nu \cos \varphi_1, \quad (3.52)$$

где

$$\cos \varphi_1 \approx \cos (\alpha + \gamma/2); \quad (3.53)$$

$$\nu = \frac{I_1}{I} = \frac{2\sqrt{m} \sin (\pi/m) \sin (\gamma/2)}{(\gamma\pi/2)\sqrt{1-m\gamma/(6\pi)}}. \quad (3.54)$$

В этих выражениях I — действующее значение потребляемого из сети тока; I_1 — действующее значение 1-й гармоники этого тока; α, γ — соответственно углы управления и коммутации вентилей; m — число фаз вентильного преобразователя.

Из приведенных выражений следует, что коэффициент мощности вентильного электропривода постоянного тока зависит от скорости ДПТ, определяемой углом управления α , и его нагрузки, от которой зависит угол коммутации γ . Снижение скорости (увеличение диапазона регулирования) или увеличение нагрузки приводит к уменьшению коэффициента мощности электропривода.

Зависимость $\cos \varphi$ от относительной скорости $\omega_* = \omega/\omega_{0e}$ при номинальной нагрузке на валу ДПТ характеризуется кривой, приведенной на рис. 3.25. Из рис. 3.25

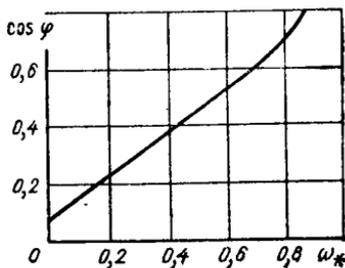


Рис. 3.25. Зависимость коэффициента мощности вентильного электропривода от скорости при $M_c = M_{ном}$

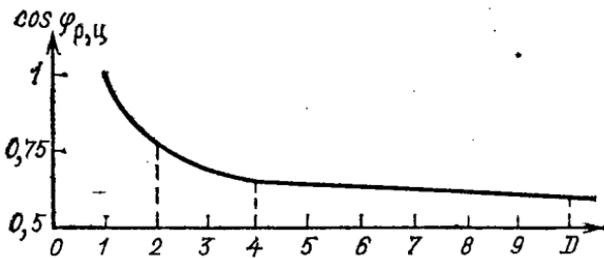


Рис. 3.26. Зависимость средневзвешенного циклового коэффициента мощности от диапазона регулирования скорости

видно, что уменьшение коэффициента мощности происходит пропорционально снижению скорости, т. е. увеличению диапазона регулирования. Это видно также и из следующего приближенного выражения для коэффициента мощности при регулировании скорости

$$\cos \varphi_p \approx v \cos \alpha = v \frac{E_d}{E_{dmax}} = v \frac{\omega_0}{\omega_{0e}}, \quad (3.55)$$

где ω_0 — скорость идеального холостого хода, соответствующая E_d .

При регулировании скорости с одинаковым временем работы ДПТ на каждой скорости при $M_c = \text{const}$ зависимость средневзвешенного циклового коэффициента мощности $\cos \varphi_{p,ц}$ от диапазона регулирования D показана на рис. 3.26.

б) Искажение формы напряжения сети вентиляемыми электроприводами постоянного тока

На рис. 3.27 в качестве примера показана диаграмма напряжения сети, от которой питается электропривод с трехфазным мостовым тиристорным преобразователем. Искажение напряжения вызывается наличием угла коммутации γ , когда имеют место кратковременные короткие замыкания на входе вентиляемого преобразователя, и угла управления α .

Несинусоидальные напряжения и ток можно представить суммой гармонических составляющих (гармоник) напряжения и тока. Спектр гармоник напряжения и тока может быть представлен в виде бесконечного ряда гармоник

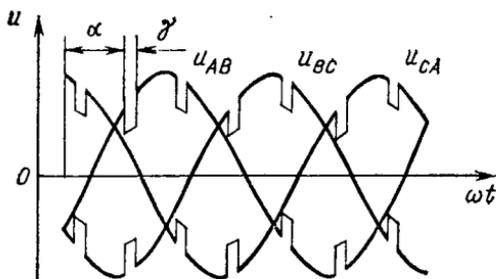


Рис. 3.27. Искажение напряжения сети при работе вентиляльного электропривода

с номерами $n = km \pm 1$, где $k = 1, 2, 3 \dots$ — ряд натуральных чисел; m — число коммутаций за период питающего напряжения (эту величину также называют фазностью выпрямления или пульсностью). Для трехфазных мостовых симметрично управляемых преобразователей $m = 6$ и спектр высших гармоник следующий: $n = 5, 7, 11, 13 \dots$

Действующие значения основной и высших гармоник переменного тока вентиляльного электропривода могут быть определены по следующим приближенным формулам:

$$I_1 \approx (\sqrt{6}/\pi) I_d; \quad I_n \approx I_1/n.$$

Относительные значения амплитуд высших гармоник ($n > 1$) напряжения могут быть определены по следующим выражениям [39]:

$$U_{nmax} = \frac{3d}{n} \sqrt{k_{n1} + k_{n2} \sin^2(\alpha + \gamma/2)}, \quad (3.56)$$

$$\text{где } k_{n1} = \left[\frac{\sin[(n-1)\gamma/2]}{n-1} - \frac{\sin[(n+1)\gamma/2]}{n+1} \right]^2;$$

$$k_{n2} = 4 \frac{\sin[(n-1)\gamma/2]}{n-1} \frac{\sin[(n+1)\gamma/2]}{n+1}.$$

Здесь $d = x_c / (x_c + x_T)$ — коэффициент связи; x_c — реактивное сопротивление системы энергоснабжения на основной частоте; x_T — реактивное сопротивление трансформатора вентиляльного преобразователя.

За базисное напряжение в этих формулах принимается амплитуда линейной ЭДС системы энергоснабжения.

Несинусоидальность напряжения оценивается нормируемым коэффициентом несинусоидальности

$$k_{нс} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{nmax}^2}}{U_{1max}} 100 \%$$

в) Способы повышения коэффициента мощности и уменьшения несинусоидальности тока и напряжения

В настоящее время разработаны и используются несколько способов снижения неблагоприятного влияния на сеть вентильных электроприводов.

1. Эффективным средством решения проблемы является применение фильтрокомпенсирующих (ФКУ) и фильтросимметрирующих (ФСУ) устройств, обеспечивающих одновременно компенсацию реактивной мощности, фильтрацию высших гармоник, уменьшение отклонений и колебаний напряжения и его симметрирование по фазам. Эти устройства целесообразно размещать в узле подключения вентильного электропривода.

Фильтрокомпенсирующие и фильтросимметрирующие устройства состоят из управляемого компенсатора $УК$, обеспечивающего регулирование реактивной мощности, и энергетических фильтров Φ , которые служат для фильтрации высших гармоник тока электропривода, а также компенсации реактивной мощности. Схемы некоторых ФКУ приведены на рис. 3.28.

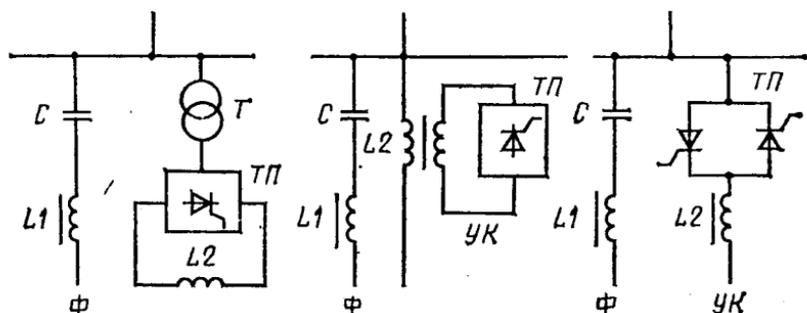


Рис. 3.28. Примеры схем фильтрокомпенсирующих устройств

Энергетические фильтры Φ представляют собой последовательные индуктивно-емкостные LC резонансные цепи, настроенные на частоты высших гармоник вентильных электроприводов (нагрузок). Число параллельно включенных резонансных цепей фильтров должно быть таким, чтобы коэффициент несинусоидальности напряжения был не более 5%, т. е. $k_{нс} \leq 5\%$. Для каждой высшей гармоники используется свой фильтр,

Реактивная мощность, генерируемая фильтром n -й гармоники, определяется выражением

$$Q_{\Phi n} = \left(U_1 \frac{n^2}{n^2 - 1} \right) 2\pi f_1 C_n,$$

где $U_1 \approx 0,95 U_{\text{л}}$ — напряжение основной гармоники линейного напряжения сети $U_{\text{л}}$; C_n — емкость фильтра n -й гармоники.

Суммарная реактивная мощность всех фильтров определяет постоянную составляющую компенсируемой реактивной мощности.

Регулирование компенсируемой мощности осуществляется с помощью УК, который обычно состоит из реактора $L2$, управляемого с помощью тиристорного преобразователя ТП (рис. 3.28). При закрытых тиристорах ТП реактивная мощность реактором не потребляется и генерируемая ФКУ реактивная мощность равна мощности фильтров Φ .

При открытии тиристоры ТП реактор начинает потреблять реактивную мощность, в результате чего отдаваемая в сеть мощность будет определяться разностью мощности, генерируемой фильтрами, и мощности, потребляемой реактором,

$$Q_{\text{ФКУ}} = \Sigma Q_{\Phi} - Q_{\text{УК}}.$$

2. Один из простых и экономичных путей снижения потребляемой реактивной мощности связан с выбором законов и способов управления вентильными преобразователями электроприводов. Рассмотрим коротко сущность некоторых из них.

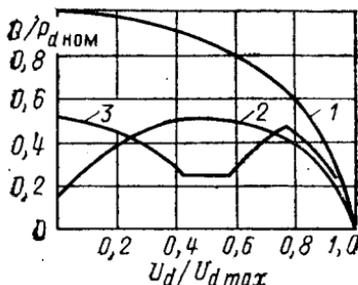
Поочередное управление преобразователями. Его суть состоит в таком управлении преобразователями, чтобы при их работе преобладали предельные выпрямительные и инверторные режимы с максимальными или минимальными углами управления, характеризующиеся малым потреблением реактивной мощности. Например, при последовательном соединении двух преобразователей их углы управления изменяются поочередно таким образом, чтобы у одного из них угол был минимален или максимален, а регулирование напряжения на ДПТ происходило за счет изменения угла управления другого преобразователя.

В неперверсивных электроприводах, где не требуется изменение полярности на ДПТ, при таком управлении один из преобразователей может быть выполнен на неуправляе-

мых вентилях (диодах), что равносильно работе этого преобразователя с нулевым углом управления.

Эффект снижения потребления реактивной мощности электроприводом с поочередным управлением иллюстрирует рис. 3.29. На диаграмме показаны зависимости относительной реактивной мощности $Q_* = Q/P_{d \text{ ном}}$ от степени регулирования напряжения $U_d/U_{d \text{ max}}$ трехфазного мостового преобразователя при обычном симметричном уп-

Рис. 3.29. Потребление реактивной мощности вентильным электроприводом при разных способах управления преобразователем



равлении — кривая 1 и поочередном управлении — кривая 2. Как видно, потребление реактивной мощности при поочередном управлении существенно меньше, особенно при глубоком регулировании напряжения.

Несимметричное управление преобразователями. Оно обычно применяется при параллельном соединении преобразователей. При таком управлении также используется преобладание предельных углов управления параллельно соединенных преобразователей, но это преобладание чередуется во времени. Изменение потребления реактивной мощности при таком управлении для одного из действующих электроприводов показывает кривая 3 на рис. 3.29.

Искусственная коммутация вентиля преобразователей. В преобразователях с естественной коммутацией вентиля, когда моменты их открывания и закрывания определяются напряжением сети, полная компенсация реактивной мощности практически невозможна. В то же время использование принудительной, искусственной коммутации вентиля позволяет создавать преобразователи не только без потребления реактивной мощности, но, при необходимости, даже с отдачей ее в сеть. Такие преобразователи с $\cos \varphi = 1$ обычно называют компенсированными, а с опережающим $\cos \varphi$ — компенсационными.

Наиболее рационально использование составных преобразователей, одна из частей которых выполнена с искусственной, а другая с естественной коммутацией.

3. Традиционные способы компенсации реактивной мощности, потребляемой вентильными электроприводами постоянного тока и другой нагрузкой (асинхронными двигателями, трансформаторами и т. д.), связаны с использованием различных компенсирующих устройств. К их числу относятся синхронные двигатели и компенсаторы, батареи конденсаторов, а также тиристорные источники реактивной мощности.

Синхронные двигатели (СД) являются эффективным и удобным средством компенсации реактивной мощности в системе электроснабжения. Выполняя свою основную функцию приводного электродвигателя, СД одновременно могут генерировать в сеть реактивную мощность, т. е. работать с опережающим $\cos \varphi$. Это обеспечивается соответствующим регулированием их тока возбуждения.

Синхронные компенсаторы (СК) представляют собой СД, работающие без нагрузки. Их основная функция состоит только в регулировании реактивной мощности в системе электроснабжения.

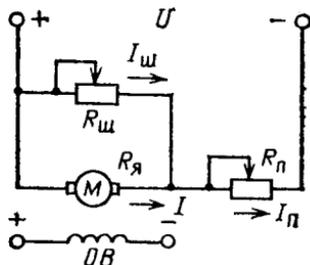
Конденсаторы представляют собой специальные емкости, предназначенные для выработки реактивной мощности. По своему действию они эквивалентны перевозбужденным СД и СК. Конденсаторы по сравнению с другими источниками реактивной мощности имеют такие преимущества, как малые потери реактивной мощности, простота монтажа и эксплуатации. К их недостаткам следует отнести зависимость генерируемой мощности от напряжения, недостаточную прочность при перегрузках по току и напряжению, а также ухудшение их работы в сетях с повышенным содержанием высших гармоник.

Тиристорные источники реактивной мощности строятся с использованием компенсационных преобразователей, имеющих искусственную коммутацию вентилей. Такой преобразователь имеет на стороне выпрямленного тока реактор (индуктивный накопитель энергии) или батарею конденсаторов (емкостный накопитель энергии). Сочетание преобразователя с реактивным элементом позволяет создать устройство для регулирования реактивной мощности в системе энергоснабжения.

3.8. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ДПТ НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ В СХЕМЕ С ШУНТИРОВАНИЕМ ЯКОРЯ

Для регулирования скорости ДПТ независимого возбуждения применяется схема с шунтированием якоря, показанная на рис. 3.30. Эта схема позволяет с помощью двух добавочных резисторов — $R_{ш}$, включаемого параллельно якорю, и $R_{п}$, включаемого последовательно с якорем, получить

Р и с. 3.30. Схема с шунтированием якоря ДПТ независимого возбуждения



сравнительно жесткие характеристики в области малых скоростей ДПТ. Такие характеристики требуются, например, для электроприводов подъемных кранов и лифтов.

Уравнения характеристик ДПТ в схеме рис. 3.30 могут быть получены на основании выражений для ЭДС (3.2) и момента (3.3) ДПТ и следующих соотношений:

$$U = E + IR_{я} + I_{п} R_{п}; \quad (3.57)$$

$$U = I_{ш} R_{ш} + I_{п} R_{п}; \quad (3.58)$$

$$I_{п} = I + I_{ш}. \quad (3.59)$$

Заменяя в (3.57) и (3.58) ток $I_{п}$ на его выражение из (3.59), а затем исключая из полученных двух уравнений $I_{ш}$, получаем следующие выражения соответственно для электромеханической и механической характеристик:

$$\omega = a\omega_0 - I(R_{я} + aR_{п})/c; \quad (3.60)$$

$$\omega = a\omega_0 - M(R_{я} + aR_{п})/c^2, \quad (3.61)$$

где $a = R_{ш}/(R_{ш} + R_{п})$.

Из (3.60) и (3.61) видно, что в схеме с шунтированием якоря снижается скорость идеального холостого хода и падает жесткость характеристик по сравнению с основной схемой включения ДПТ. Это объясняется тем, что в схеме рис. 3.30 напряжение ДПТ меньше напряжения источника питания, а в якорной цепи находится добавочный резистор

R_{Π} . По этой причине способ регулирования скорости в схеме с шунтированием якоря часто называют комбинированным, так как он сочетает в себе регулирование изменением напряжения и реостатное регулирование.

Семейство искусственных характеристик ДПТ в схеме рис. 3.30 при постоянном $R_{\text{ш}}$ и регулируемом R_{Π} приведено

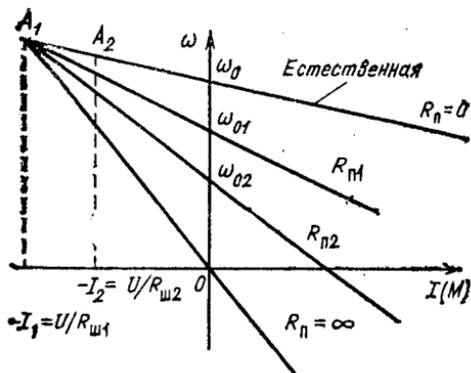


Рис. 3.31. Характеристики при шунтировании якоря ДПТ независимого возбуждения при $R_{\text{ш}} = \text{const}$; $R_{\Pi} = \text{var}$

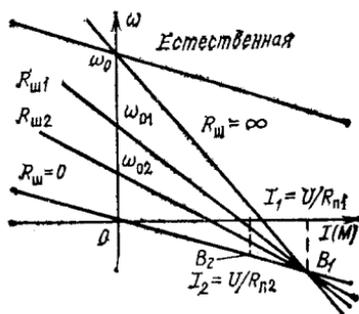


Рис. 3.32. Характеристики при шунтировании якоря ДПТ независимого возбуждения при $R_{\Pi} = \text{const}$; $R_{\text{ш}} = \text{var}$

на рис. 3.31. Общая для данного $R_{\text{ш}}$ точка A_1 пересечения всех характеристик соответствует режиму работы ДПТ, когда он не потребляет ток из сети, в силу чего резистор R_{Π} не оказывает влияния на характеристики ДПТ. В этой точке ЭДС ДПТ уравнивает напряжение сети и внутреннее падение напряжения в якоре, т. е.

$$E = U + IR_{\text{я}}$$

Двигатель работает в режиме динамического торможения с током $I_1 = U/R_{\text{ш}1}$. При изменении $R_{\text{ш}}$, например при его увеличении, общей точкой становится точка A_2 , также располагающаяся на естественной характеристике.

Семейство искусственных характеристик ДПТ при постоянном R_{Π} и регулируемом $R_{\text{ш}}$ приведено на рис. 3.32. Пересечение характеристик происходит в точке B_1 , которая является общей точкой для всех искусственных характеристик при данном R_{Π} . В точке B_1 ЭДС ДПТ, изменив свой знак, компенсирует внутреннее падение напряжения в якоре, вследствие чего напряжение на якоре и, следовательно,

на $R_{ш}$ равно нулю, ток через резистор $R_{ш}$ не проходит, а ток через якорь определяется как $I_1 = U/R_{ш}$. При изменении $R_{п}$, например при его увеличении, общей точкой характеристик становится точка B_2 , координата тока для которой определяется соотношением $I_2 = U/R_{п2}$.

Рассмотренный способ регулирования скорости по своим характеристикам и показателям занимает промежуточное положение между способами, связанными с изменением напряжения на якоре и сопротивлением в цепи якоря. Диапазон регулирования скорости лежит в пределах 5—6, плавность регулирования определяется плавностью изменения сопротивления $R_{ш}$ и $R_{п}$. Регулирование скорости осуществляется вниз от основной при постоянном моменте нагрузки, жесткость получаемых искусственных характеристик относительно высокая в области малых скоростей.

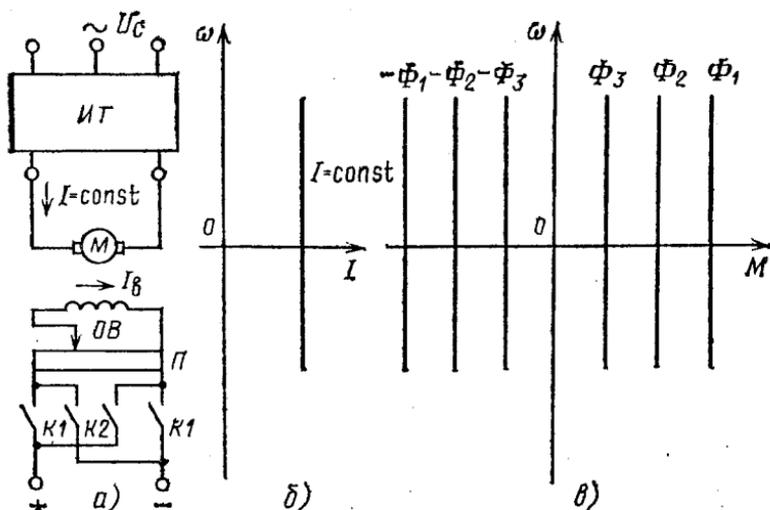
Экономичность этого способа регулирования невысока из-за значительных потерь мощности в якорной цепи. По этой причине способ используется для регулирования скорости ДПТ небольшой мощности при кратковременной работе на пониженных скоростях.

3.9. РЕГУЛИРОВАНИЕ КООРДИНАТ ЭЛЕКТРОПРИВОДА В СИСТЕМЕ ИСТОЧНИК ТОКА — ДВИГАТЕЛЬ

В рассмотренных ранее системах электропривода ДПТ питался от источника ЭДС. При питании ДПТ от источника тока (ИТ), который обеспечивает протекание по якору неизменного и не зависящего от ЭДС тока, электропривод приобретает новые интересные свойства и характеристики [11].

Схема такой системы, получившей название системы источник тока — двигатель (ИТ—Д), показана на рис. 3.33, а. Якорь ДПТ M подключен к источнику тока $ИТ$ и обтекается постоянным током $I = \text{const}$. Значение тока в обмотке возбуждения и его направление могут изменяться с помощью потенциометра $П$ и контактов $K1$ и $K2$. Так как $I = \text{const}$, то электрохимическая характеристика ДПТ изобразится в виде вертикальной прямой линии, показанной на рис. 3.33, б.

Семейство механических характеристик легко получить на основании формулы (3.3) для момента ДПТ. Из нее видно, что при $I = \text{const}$ момент и его знак определяются соответственно магнитным потоком и его знаком. Таким образом, если в схеме рис. 3.33, а изменить с помощью по-



Р и с. 3.33. Система источник тока — двигатель:
 а — схема; б — электромеханическая характеристика; в — механические характеристики

тенциометра Π и контактов $K1$ и $K2$ ток возбуждения и его направление, а тем самым и магнитный поток Φ , то получатся механические характеристики привода в виде прямых, показанных на рис. 3.33, в. Такие характеристики обеспечивают постоянство момента на валу ДПТ при любой его скорости, а сам электропривод приобретает свойства источника момента, управляемого по цепи возбуждения.

В этой системе для регулирования скорости может быть сформирован и горизонтальный участок механических характеристик. Это достигается путем введения обратных связей, в частности нелинейной отрицательной обратной связи по скорости ДПТ. Такая схема показана на рис. 3.34, а.

Силовую часть этой схемы образуют, как и в схеме рис. 3.33, а, источник тока ИТ и ДПТ М, обмотка возбуждения которого ОВ подключена к усилителю У. В качестве усилителя в системе использован МУ. Управляющая суммарная МДС F_y создается двумя обмотками управления OY_m и OY_c .

Первая из них подключена к задающему потенциометру момента ЗПМ и создает МДС F_m . Вторая обмотка вклю-

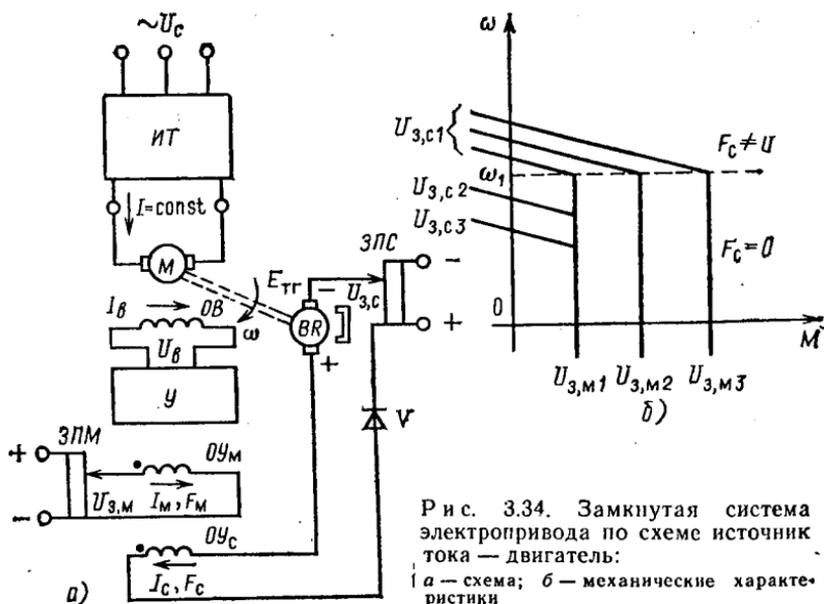


Рис. 3.34. Замкнутая система электропривода по схеме источник тока — двигатель:
 а — схема; б — механические характеристики

чена в цепь нелинейной обратной связи, которую образуют тахогенератор обратной связи BR , клапан V и задающий потенциометр скорости $ЗПС$. Цепь обратной связи собрана таким образом, что клапан V начнет пропускать ток I_c по этой цепи лишь при определенной ЭДС тахогенератора $E_{ТГ} = \gamma_{ТГ} \omega_1 > U_{3,c}$, т.е. при некоторой скорости ДПТ $\omega_1 = U_{3,c} / \gamma_{ТГ}$, где $\gamma_{ТГ}$ — коэффициент пропорциональности между ЭДС тахогенератора и его скоростью.

Возникающая при этом МДС F_c направлена навстречу МДС F_m , поэтому результирующая МДС

$$F_y = F_m - F_c. \quad (3.62)$$

Такая обратная связь, как уже отмечалось, называется отрицательной обратной связью с отсечкой. Рассмотрим теперь работу схемы рис. 3.34, а при скоростях ДПТ $\omega < \omega_1$, когда нет сигнала обратной связи ($F_c = 0$), и при скоростях $\omega > \omega_1$, когда начинает действовать обратная связь ($F_c \neq 0$).

Для интервала угловой скорости $\omega < \omega_1$ $E_{ТГ} < U_{3,c}$ и справедливо соотношение

$$F_y = F_m = \text{const} \quad (3.63)$$

Поэтому система оказывается разомкнутой, напряжение U_B , ток I_B и, следовательно, магнитный поток ДПТ Φ остаются неизменными, в соответствии с чем механические характеристики ДПТ представляют собой вертикальные прямые (см. рис. 3.33, б).

Предположим теперь, что скорость ДПТ превысила значение ω_1 и ЭДС тахогенератора стала больше $U_{з.с}$. Вентиль V откроется, по цепи обратной связи начнет протекать ток I_c и появится МДС F_c . Суммарная МДС усилителя F_y в соответствии с (3.57) начинает уменьшаться, снижается ток возбуждения ДПТ I_B , его магнитный поток и момент, в результате чего механические характеристики ДПТ при $\omega > \omega_1$ изобразятся уже наклонными прямыми. Аналитическое выражение этого участка механических характеристик можно получить, если предположить линейность кривой намагничивания ДПТ, характеристики МУ и цепи обратной связи. Тогда

$$\Phi = \alpha I_B; \quad (3.64)$$

$$I_B = \beta F_y; \quad (3.65)$$

$$F_c = k_{o,c} \omega, \quad (3.66)$$

где α , β , $k_{o,c}$ — коэффициенты передачи цепи возбуждения ДПТ, МУ и цепи обратной связи.

Подставляя (3.64) — (3.66) в (3.3) и учитывая (3.62), получаем следующее выражение для механической характеристики на интервале скорости $\omega > \omega_1$:

$$\omega = \frac{F_M}{k_{o,c}} - \frac{M}{k_{o,c} \alpha \beta k I}. \quad (3.67)$$

Изменяя уставку ЗПС, можно регулировать скорость ДПТ на участке $\omega > \omega_1$, а меняя уставку ЗПМ, можно регулировать момент ДПТ при $\omega < \omega_1$.

Семейство механических характеристик при различных сочетаниях задающих сигналов по скорости и моменту приведено на рис. 3.34, б.

Рассмотрим в заключение пример реализации ИТ. Наибольшее распространение в электроприводе получили так называемые индуктивно-емкостные ИТ, использующие простые и надежные элементы — конденсаторы, индуктивности и полупроводниковые вентили. Работа такого ИТ, одна из возможных схем которого приведена на рис. 3.35, основана на явлении резонанса напряжения в цепи LC .

Схема ИТ образована тремя одинаковыми конденсаторами с реактивным сопротивлением x_c и тремя одинаковы-

Рис. 3.35. Схема электропривода с индуктивно-емкостным источником тока

ми реакторами с таким же реактивным сопротивлением x_L . Эти элементы соединены в схему треугольника, к вершинам A, B, C которого подведено трехфазное напряжение переменного тока U_c . К точкам a, b, c подключена через неуправляемый выпрямитель V нагрузка, которой является якорь ДПТ.

Схема является симметричной, поэтому для пояснения принципа ее действия можно рассмотреть лишь одну ее фазу. Если пренебречь активным сопротивлением реакторов и конденсаторов и считать $U_c = \text{const}$, $f_c = \text{const}$, $x_C = x_L = x$, то для схемы рис. 3.35 справедливы следующие соотношения, записанные в комплексной форме:

$$\underline{U}_L = \underline{U}_C + \underline{U}_L; \quad (3.68)$$

$$\underline{I}_2 = \underline{I}_C - \underline{I}_L; \quad (3.69)$$

$$\underline{I}_C = \underline{U}_C / (-jx_C); \quad (3.70)$$

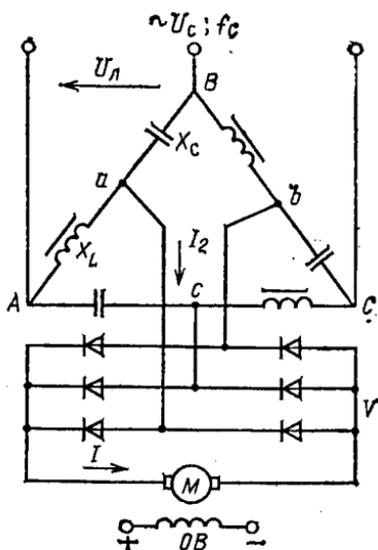
$$\underline{I}_L = \underline{U}_L / (jx_L). \quad (3.71)$$

Подставляя в (3.69) выражения (3.70) и (3.71) и учитывая равенство реактивных сопротивлений схемы и соотношение (3.68), получаем следующее выражение для тока нагрузки:

$$\underline{I}_2 = j(\underline{U}_L/x).$$

Из этой формулы видно, что ток, отдаваемый в нагрузку (якорь ДПТ), определяется только напряжением сети, параметрами схемы источника тока и не зависит от нагрузки.

Система ИТ—Д может обеспечивать диапазон регулирования скорости 1 : 50 и более, высокую стабильность и



плавность регулирования скорости и момента. Силовой преобразователь системы является простым, недорогим и надежным статическим устройством и обладает высокими КПД и $\cos \varphi$. Электропривод не оказывает вредного влияния на сеть.

К недостаткам этой системы следует отнести ее невысокое быстродействие и трудность получения рекуперативного торможения.

3.10. ИМПУЛЬСНЫЙ СПОСОБ РЕГУЛИРОВАНИЯ КООРДИНАТ

Импульсный способ регулирования координат электропривода связан с периодическим импульсным изменением параметров каких-либо элементов электрических цепей ДПТ (например, резисторов) или подводимого к ДПТ напряжения. Способы импульсного регулирования координат ДПТ независимого возбуждения и связаны с импульсным изменением сопротивления добавочного резистора в цепи якоря, магнитного потока и подводимого к якорю напряжения. Импульсный способ реализуется как в разомкнутой, так и в замкнутой системах электропривода.

Импульсное регулирование сопротивления добавочного резистора R_d в цепи якоря осуществляется в схеме рис. 3.36, а путем периодической коммутации (замыкания и размыкания) по определенному закону ключа K .

Существуют два основных способа управления ключом

K — широтно-импульсное и частотно-импульсное. При широтно-импульсном управлении период коммутации ключа T_k , состоящий из времени замкнутого t_z и разомкнутого t_p состояний ключа, остается постоянным, а изменяется отношение времени замкнутого состояния ключа t_z к периоду T_k . Это отношение называется

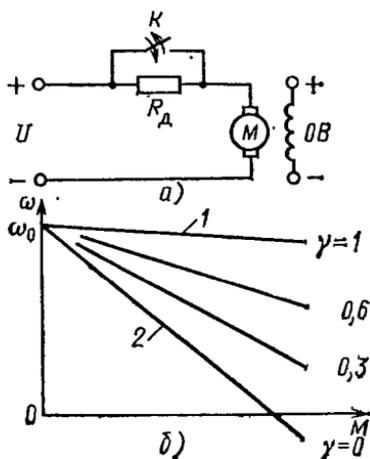


Рис. 3.36. Регулирование скорости ДПТ независимого возбуждения импульсным изменением резистора в цепи якоря:

а — схема; б — характеристики

скважностью и обозначается буквой γ

$$\gamma = t_3/T_K = t_3/(t_3 + t_p),$$

т.е. при широтно-импульсном управлении изменяется время замкнутого состояния ключа t_3 при неизменном периоде.

При частотно-импульсном управлении время t_3 остается неизменным, меняется период коммутации ключа T_K , а также и ее частота. Заметим, что и при таком способе управления меняется скажность γ . Таким образом, скажность оказывается универсальным показателем для обоих способов управления и им удобно пользоваться при анализе импульсных способов регулирования координат.

Семейство механических характеристик ДПТ независимого возбуждения при импульсном регулировании получим методом предельных (граничных) характеристик, проанализировав для этого граничные режимы работы ключа K : его постоянно разомкнутое и постоянно замкнутое состояния. По схеме рис. 3.36, *а* видно, что при замкнутом ключе K ($\gamma=1$) резистор R_d выведен из цепи якоря и ДПТ в соответствии с этим имеет естественную механическую характеристику (прямая 1 на рис. 3.36, *б*). При разомкнутом ключе K ($\gamma=0$) резистор R_d полностью введен и ДПТ имеет уже искусственную, реостатную характеристику (прямая 2 на рис. 3.36, *б*). При работе ключа K с промежуточными значениями скажности ($0 < \gamma < 1$) механические характеристики располагаются между этими двумя граничными характеристиками, как это показано на рис. 3.36, *б*.

Математическое выражение для семейства характеристик рис. 3.36, *б*, которое здесь приводится без вывода, имеет следующий вид:

$$\omega = \frac{U}{k\Phi} - \frac{M}{(k\Phi)^2} (R_d(1 - \gamma) + R_A).$$

Импульсное регулирование магнитного потока ДПТ независимого возбуждения реализуется в схеме рис. 3.37, *а*. В этой схеме в цепь обмотки возбуждения включен добавочный резистор R_B и параллельно ему ключ K , скажность работы которого γ может регулироваться в пределах от 0 до 1. Воспользуемся и в этом случае методом предельных характеристик для получения семейства искусственных характеристик. При $\gamma=1$ ключ K постоянно замкнут, резистор R_B зашунтирован (закорочен), по обмотке возбуждения протекает номинальный ток и ДПТ имеет естественную

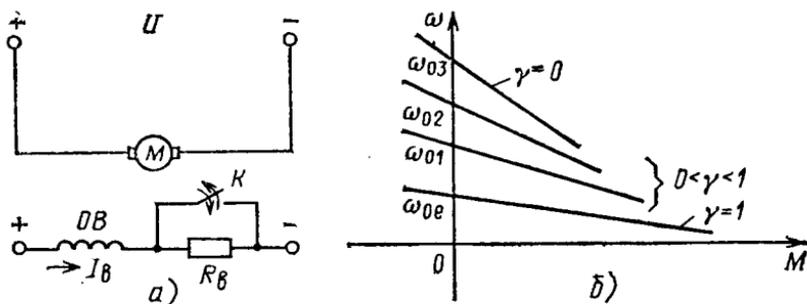
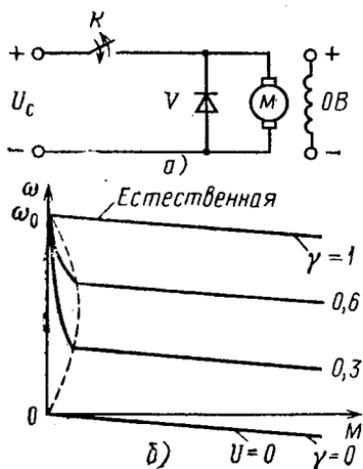


Рис. 3.37. Регулирование скорости ДПТ независимого возбуждения импульсным изменением магнитного потока:

а — схема; б — характеристики

характеристику (рис. 3.37, б). При $\gamma=0$ ключ K постоянно разомкнут, резистор $R_{в}$ введен в цепь обмотки возбуждения, ток возбуждения и магнитный поток уменьшены и ДПТ имеет искусственную характеристику, располагающуюся выше естественной. При промежуточных значениях скважности γ характеристики располагаются между этими двумя предельными характеристиками.

Схема импульсного регулирования напряжения на якоре ДПТ приведена на рис. 3.38, а. Ключ K , как и в предыдущих схемах, периодически замыкается и размыкается, при этом его управление осуществляется по широтно-



импульсному или частотно-импульсному принципу. При замкнутом ключе K ток в якоре ДПТ протекает под действием напряжения сети U_c , а при разомкнутом — под действием ЭДС самоиндукции, замыкаясь через диод V . Ток в якоре ДПТ имеет при этом пульсирующий характер. Регулируя скважность γ работы ключа, можно получать различные механические характеристики ДПТ.

Рис. 3.38. Регулирование скорости ДПТ независимого возбуждения импульсным изменением напряжения:

а — схема; б — характеристики

При скважности $\gamma=1$ на якорь ДПТ постоянно подается полное напряжение сети и ДПТ имеет естественную характеристику, показанную на рис. 3.38, б. При разомкнутом ключе K ($\gamma=0$) напряжение не подается, ДПТ оказывается включенным по схеме динамического торможения и его механическая характеристика проходит через начало координат. Промежуточным значениям скважности $0 < \gamma < 1$ соответствуют механические характеристики, располагаемые между этими двумя предельными граничными характеристиками.

При импульсном регулировании напряжения возможен режим прерывистого тока. Этот режим наступает при следующих граничных значениях скорости и тока ДПТ:

$$\omega_{\text{гр}} \approx \omega_0 \gamma \left(1 - \frac{1-\gamma}{2T_{\text{я}}} T_{\text{я}} \right);$$

$$I_{\text{гр}} \approx I_{\text{к,з}} \frac{\gamma(1-\gamma)}{2T_{\text{я}}} T_{\text{я}},$$

где $T_{\text{я}} = L_{\text{я}}/R_{\text{я}}$ — электромагнитная постоянная времени цепи якоря, с.

Область прерывистого тока, в которой характеристики ДПТ криволинейны, расположена на рис. 3.38, б слева от штриховой кривой. В остальной области характеристики ДПТ прямолинейны и описываются следующим выражением:

$$\omega = \gamma U / (k\Phi) - MR_{\text{я}} / (k\Phi)^2. \quad (3.72)$$

Для схем импульсного регулирования в современных электроприводах чаще всего применяются бесконтактные полупроводниковые ключи, обычно тиристорные. Работу одного из видов такого ключа, который может использоваться для импульсного регулирования сопротивления добавочных резисторов, поясним с помощью схемы рис. 3.39, а. Роль ключа K выполняет в этой схеме тиристор $VS1$, включенный параллельно резистору R . Открываясь, тиристор шунтирует (закорачивает) резистор R (ключ K замкнут), закрываясь, тиристор вводит в электрическую цепь этот резистор. Для закрытия тиристора $VS1$, включенного в цепь постоянного тока, помимо снятия импульса с его управляющего электрода необходимо обеспечить также более высокий потенциал катода по сравнению с потенциалом анода. В рассматриваемой схеме это достигается включением вспомогательного тиристора $VS2$ и коммутирующих элементов: конденсатора $C_{\text{к}}$, реактора $L_{\text{к}}$, диода

VD_K , маломощного источника постоянного тока U_n , диода VD_n резистора R_n . Рассмотрим работу этой части схемы.

Допустим, что в исходном положении тиристор $VS1$ открыт, тиристор $VS2$ закрыт, а конденсатор C_K заряжен со знаком плюс на нижней обкладке. Для закрытия основно-

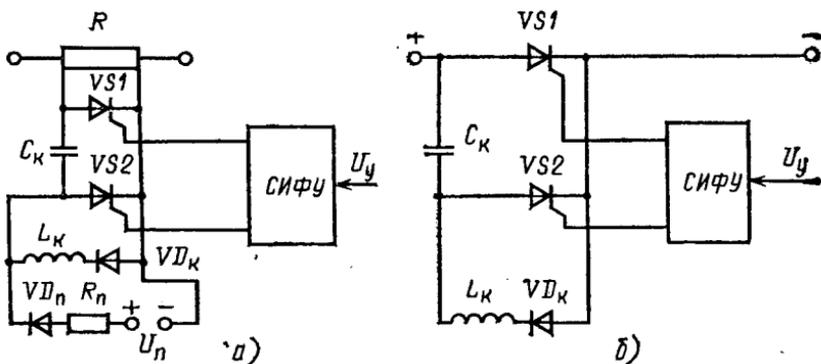


Рис. 3.39. Схемы тиристорных ключей:

а — с дополнительным источником напряжения; б — без дополнительного источника

го тиристора $VS1$ необходимо снять импульс управления с $VS1$ и подать его на $VS2$. Последний при этом откроется и к катоду тиристора $VS1$ будет приложен плюс напряжения конденсатора C_K , а к аноду — минус этого напряжения, в соответствии с чем $VS1$ закроется. Теперь конденсатор C_K будет заряжаться через открытый тиристор $VS2$ с плюсом на верхней обкладке.

Если теперь снять импульс управления с $VS2$, то он к концу перезаряда конденсатора закроется. При последующей подаче импульса на $VS1$ он вновь откроется, замыкая накоротко R , и при этом вновь начнется перезаряд конденсатора по цепи C_K — $VS1$ — VD_K — L_K до тех пор, пока потенциал нижней обкладки конденсатора не станет положительным. Схема вновь вернется к исходному положению. Описанный процесс работы схемы обеспечивается соответствующим расчетом параметров ее элементов и работой СИФУ. Для первоначального заряда конденсатора C_K служит источник с напряжением U_n и элементы VD_n и R_n .

На рис. 3.35, б представлена еще одна распространенная схема импульсного ключа K , которая обычно используется для импульсного регулирования напряжения. По

принципу своего действия она во многом повторяет схему рис. 3.35, а и содержит основной $VS1$ и вспомогательный $VS2$ тиристоры и коммутирующие элементы C_K , L_K и VD_K . Вместе с тем в этой схеме нет дополнительного источника постоянного тока $U_{п}$, поскольку предварительный заряд конденсатора C_K с плюсом на верхней обкладке происходит от напряжения сети при открытии тиристора $VS2$. Тиристор $VS1$ при этом закрыт (ключ K разомкнут) и ДПТ отключен от сети.

При подаче управляющего импульса на тиристор $VS1$ он открывается и на ДПТ подается напряжение. Одновременно через этот тиристор и элементы VD_K и L_K начинается перезаряд конденсатора C_K уже с минусом на верхней обкладке. Поэтому при последующем открытии тиристора $VS2$ потенциал анода тиристора $VS1$ окажется более отрицательным, чем потенциал его катода, и тиристор $VS1$ закроется. Изменяя с помощью СИФУ скважность управляющих импульсов тиристора $VS1$ и согласуя при этом подачу импульсов на вспомогательный тиристор $VS2$, обеспечивает импульсное регулирование напряжения на ДПТ. Соответствующим усложнением схемы рис. 3.35, б получают реверсивные схемы.

Характерной особенностью импульсных регулируемых электроприводов является простота и надежность их схем, определяемая малым числом элементов.

Показатели импульсного регулирования скорости в основном соответствуют непрерывным способам регулирования. Вместе с тем энергетические показатели импульсных электроприводов постоянного тока несколько хуже. Это объясняется наличием в кривой тока якоря переменной составляющей, что приводит к увеличению потерь энергии в ДПТ, а также дополнительными потерями в самом импульсном преобразователе.

3.11. АВТОМАТИЧЕСКОЕ УПРАВЛЕНИЕ ДПТ НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ ПРИ ПУСКЕ, РЕВЕРСЕ И ТОРМОЖЕНИИ ПРИ ПИТАНИИ ЕГО ОТ СЕТИ

Пуск, реверс и торможение ДПТ при питании его от сети обычно осуществляются с помощью релейно-контакторных схем управления. При их автоматизации используются принципы времени, скорости, тока и пути. Существо этих принципов рассмотрим на примере пуска ДПТ по пустой диаграмме рис. 3.8.

Порядок пуска ДПТ по этой диаграмме предусматривает закорачивание с помощью ключей (контактов) $K1$ и $K2$ в требуемый момент переходного процесса ступеней пусковых резисторов $R_{д1}$ и $R_{д2}$. Этим моментам переходного процесса соответствуют определенные скорость и ток ДПТ, а также время, прошедшее с начала переходного процесса. Так, например, резистор $R_{д1}$ должен быть закорочен ключом $K1$, когда ток двигателя станет равным I_2 , а скорость — ω_1 . Время, которое прошло от начала пуска до этого момента переходного процесса, определяется в соответствии с (1.41) при подстановке в нее $\omega_{нач}=0$; $\omega_i=\omega_1$; $\omega_{уст}=\omega_0$. Таким образом, автоматизацию пуска ДПТ по рассматриваемой пусковой диаграмме можно выполнить, осуществив с помощью соответствующих датчиков контроль за скоростью, током ДПТ или временем переходного процесса. В первом случае говорят о построении схемы по принципу скорости, во втором — по принципу тока, а в третьем — по принципу времени.

Некоторые схемы управления строятся по принципу пути, когда с помощью конечных или путевых выключателей осуществляется контроль за углом поворота вала ДПТ. Кроме того, для автоматизации работы электроприводов может быть использован принцип момента, однако он не нашел практического применения из-за отсутствия простых и надежных датчиков момента.

Реализация указанных принципов осуществляется с помощью соответствующих датчиков, от которых в схему управления поступает информация о текущих значениях скорости, тока или времени. Рассмотрим основные виды датчиков, применяемых в схемах управления ДПТ.

Датчики времени. Наиболее распространенным видом датчика времени является реле времени. По принципу действия реле времени разделяются на механические, электромагнитные, электронные, электромеханические и т. д. Механические реле времени обычно пристраиваются к подвижной части контактора или магнитного пускателя и срабатывают с выдержкой времени после их включения. Они обеспечивают выдержку времени от 0,5 до 5 с.

В электромагнитных реле выдержка времени достигается тем, что при отключении катушки реле или замыкании ее накоротко магнитный поток в магнитопроводе спадает медленно, вследствие чего якорь реле остается в течение определенного времени в притянутом положении. Для замедления процесса спада потока используются медная

гильза, надеваемая на сердечник реле, или короткозамкнутый виток. Электромагнитные реле обеспечивают выдержку времени лишь при отключении реле, в то время как их включение происходит практически мгновенно. Обеспечиваемая ими выдержка времени колеблется от десятых долей секунды до 5—6 с и более.

Электронные и полупроводниковые реле времени могут обеспечить выдержку времени до 1 мин, которая достигается за счет процесса заряда или разряда конденсаторов, включаемых в цепи управления электронных ламп или транзисторов. На выходе таких реле времени стоят обычные электромагнитные реле, контакты которых и используются в схемах управления.

Электромеханическое реле времени включает в себя низкоскоростной электродвигатель и редуктор, имеющий большое передаточное отношение. Вследствие этого скорость выходного вала, на котором располагается контактная система реле, очень маленькая и замыкание (размыкание) контактов происходит через значительный промежуток времени после подачи напряжения на двигатель. Эти реле времени обеспечивают выдержки времени более 1 мин.

Датчики скорости. Широкое распространение в качестве датчиков скорости получили тахогенераторы, использование которых уже рассматривалось применительно к замкнутым системам. В разомкнутых системах управления пуском, реверсом и торможением в качестве датчика скорости чаще всего используется сам ДПТ, так как наводимая в якоре ЭДС пропорциональна скорости ДПТ. В этом случае говорят, что схема построена по принципу ЭДС, который по существу является разновидностью принципа скорости.

В некоторых схемах в качестве датчиков скорости используются специальные электромеханические реле, называемые обычно реле контроля скорости (РКС). Они устанавливаются на валу ДПТ и, как правило, дают информацию в следующем виде: скорость ДПТ равна нулю или не равна нулю.

Датчики тока. Простейшим датчиком тока ДПТ является шунт, включаемый в цепь якоря. Иногда вместо шунта используются обмотки дополнительных полюсов ДПТ. Еще одним типом датчика является специальное реле тока, обмотка которого включается непосредственно в цепь якоря ДПТ. Реле срабатывает при определенном токе, который предварительно может быть установлен.

Датчики пути. В качестве датчиков пути используются путевые и конечные выключатели.

а) Управление пуском ДПТ

Для управления пуском чаще всего используется управление в функции времени, реже — в функции тока и ЭДС.

На рис. 3.40, а приведена схема типового узла автоматического пуска двигателя в одну ступень в функции времени. Схема управления содержит кнопки управления *SB1* (пуск) и *SB2* (останов, стоп ДПТ), линейный контактор *KM1*, обеспечивающий подключение ДПТ к сети, и контактор ускорения *KM2* для выключения (закорачивания) пускового резистора R_d . В качестве датчика времени в схеме использовано электромагнитное реле *KT*.

Работа схемы при пуске происходит следующим образом. При подаче напряжения на схему происходит возбуждение ДПТ и срабатывает реле *KT*, размыкая свой размыкающий контакт в цепи контактора *KM2*. Схема подготовлена к пуску.

Пуск ДПТ осуществляется нажатием кнопки *SB1*, в результате чего получает питание контактор *KM1*. Включившись, он своим главным контактом подключает ДПТ к напряжению сети. Двигатель начинает разбег с резистором

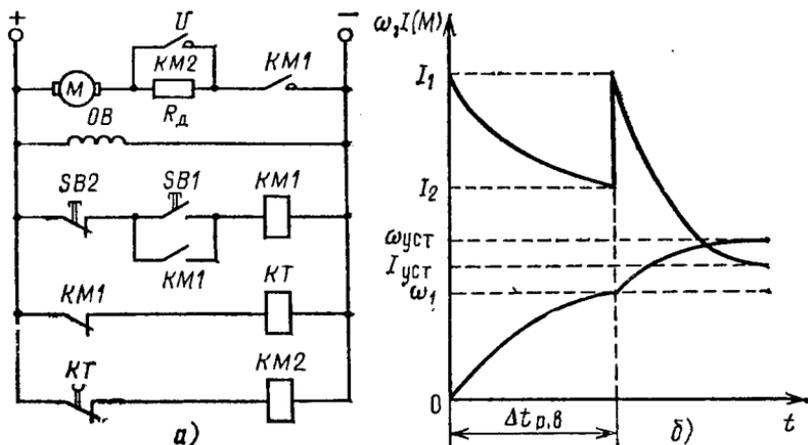


Рис. 3.40. Пуск ДПТ независимого возбуждения в одну ступень по принципу времени:

а — схема; б — графики переходного процесса

R_d в цепи якоря. Одновременно замыкающий вспомогательный контакт контактора $KM1$ шунтирует кнопку $SB1$, и она может быть отпущена оператором, а размыкающий вспомогательный контакт $KM1$ разрывает цепь питания реле времени KT . Реле времени, потеряв питание, начинает отсчет выдержки времени $\Delta t_{p,v}$, соответствующей времени работы ДПТ на реостатной характеристике. Через интервал времени $\Delta t_{p,v}$ размыкающий контакт KT замкнется в цепи контактора $KM2$, последний включится и своим главным контактом закоротит пусковой резистор R_d в цепи якоря. Двигатель выйдет на свою естественную характеристику, по которой и продолжит свой разбег до точки установившегося режима.

На рис. 3.40, б показаны графики изменения скорости, тока и момента ДПТ при пуске, построенные без учета электромагнитной инерции обмоток якоря и соответствующие статическим характеристикам ДПТ рис. 3.5. Переходный процесс имеет два участка: первый участок соответствует работе ДПТ на реостатной, а второй — на естественной характеристиках. Изменение скорости, тока и момента от времени происходит по экспоненте и соответствует формулам (1.37) и (1.38).

Схема типового узла пуска ДПТ в две ступени по принципу ЭДС приведена на рис. 3.41, а. В этой схеме катушки

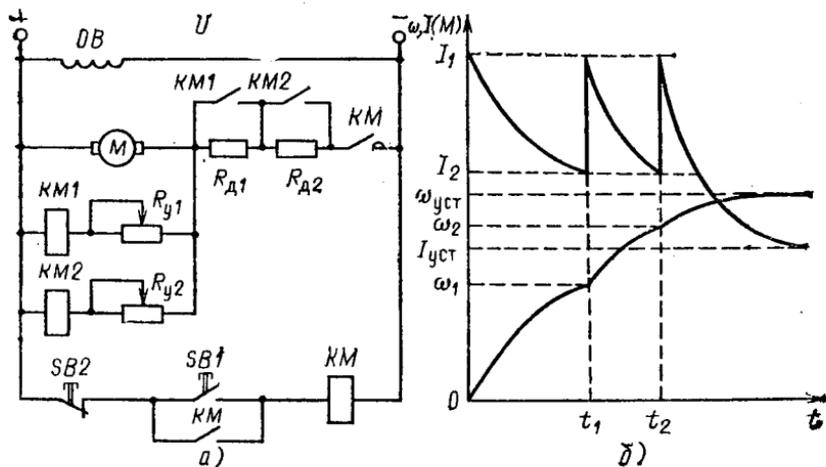


Рис. 3.41. Пуск ДПТ независимого возбуждения в две ступени по принципу ЭДС:

а — схема; б — графики переходного процесса

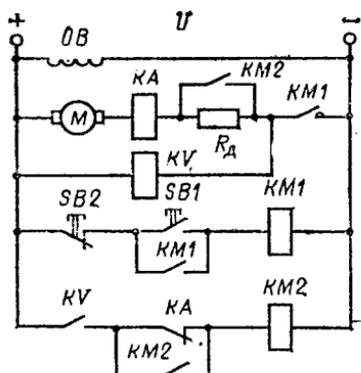


Рис. 3.42. Схема пуска ДПТ независимого возбуждения в одну ступень по принципу тока

контакторов ускорения $KM1$ и $KM2$ включены непосредственно на якорь ДПТ и с помощью резисторов управления R_{y1} и R_{y2} настроены на срабатывание при определенной скорости.

Пуск двигателя осуществляется нажатием кнопки $SB1$, что приводит к срабатыванию линейного контактора KM и

подключению ДПТ к сети. Двигатель начинает разбег с включенными резисторами в цепи якоря $R_{д1} + R_{д2}$. По мере разбега ДПТ растет его ЭДС и соответственно растет напряжение на катушках контакторов $KM1$ и $KM2$. При скорости ω_1 срабатывает контактор $KM1$, закорачивая своим контактом первую ступень пускового резистора $R_{д1}$. При скорости ω_2 срабатывает контактор $KM2$, закорачивая вторую ступень пускового резистора $R_{д2}$. Двигатель выходит на естественную характеристику и заканчивает свой разбег в точке установившегося режима.

Кривые переходного процесса при пуске, соответствующие статическим характеристикам ДПТ рис. 3.8, показаны на рис. 3.41, б. Момент времени t_1 соответствует срабатыванию контактора $KM1$ и t_2 — контактора $KM2$.

Схема типового узла пуска двигателя в одну ступень в функции тока приведена на рис. 3.42. Для реализации принципа тока в схеме используется реле тока KA , катушка которого включена в цепь якоря ДПТ, а размыкающий контакт — в цепь питания контактора ускорения $KM2$. Реле тока настраивается таким образом, чтобы его ток отпущения соответствовал току I_2 . В схеме используется также дополнительное блокировочное реле KV , которое выбирается таким образом, чтобы его собственное время срабатывания превосходило время срабатывания реле KA .

Работа схемы при пуске происходит следующим образом. Нажатие на кнопку $SB1$ приводит к срабатыванию контактора $KM1$ и подключению ДПТ к сети, в результате чего он начинает свой разбег. Бросок тока в якорной цепи после замыкания главного контакта контактора $KM1$ вызывает срабатывание реле тока KA , которое разомкнет свой

размыкающий контакт в цепи контактора $KM2$. Через некоторое время после этого срабатывает KV и замыкает свой замыкающий контакт в цепи контактора $KM2$, подготавливая его к включению.

По мере разбега ДПТ ток якоря снижается до значения I_2 . При этом отключается реле тока и замыкает свой размыкающий контакт в цепи контактора $KM2$. Последний срабатывает, его главный контакт закорачивает пусковой резистор R_d в цепи якоря, а вспомогательный контакт шунтирует контакт реле тока KA . Поэтому вторичное включение реле тока KA после закорачивания R_d не вызовет отключения контактора KA и ДПТ продолжает разбег по своей естественной характеристике.

б) Управление торможением и реверсом ДПТ

Схема управления пуском двигателя и динамическим торможением по принципу времени приведена на рис. 3.43. Для осуществления торможения в схеме предусмотрен резистор динамического торможения $R_{д2}$, включение и отключение которого осуществляется контактором торможения $KM2$. Для реализации принципа времени используется

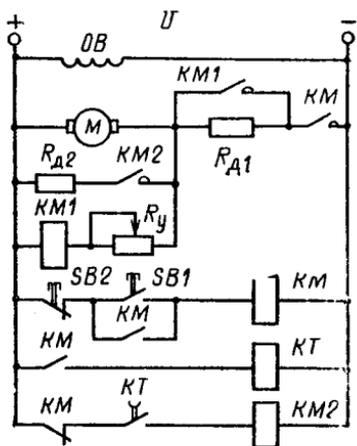


Рис. 3.43. Схема пуска в одну ступень и динамического торможения ДПТ независимого возбуждения

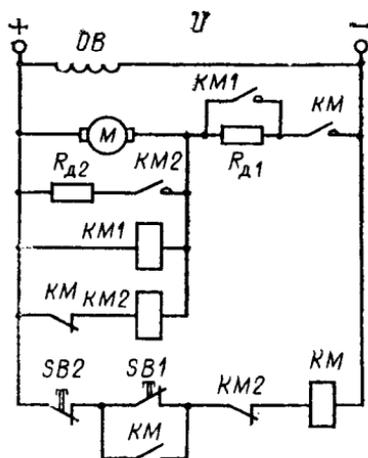


Рис. 3.44. Схема управления пуском и динамическим торможением ДПТ независимого возбуждения по принципу ЭДС

электромагнитное реле времени KT , размыкающий контакт которого включен в цепь контактора торможения $KM2$.

После подачи напряжения на схему происходит возбуждение ДПТ, а аппараты схемы остаются в исходном положении, изображенном на рис. 3.43. Пуск ДПТ осуществляется в одну ступень по принципу ЭДС, для чего в схеме используется контактор ускорения $KM1$ и пусковой резистор $R_{д1}$. Порядок работы схемы при пуске аналогичен порядку работы схемы рис. 3.41, а.

Рассмотрим работу схемы при торможении, отметив вначале положение ее аппаратов после окончания пуска. Срабатывание линейного контактора KM привело помимо включения ДПТ и шунтирования кнопки $SB1$ к замыканию цепи реле времени KT и размыканию цепи контактора торможения $KM2$. Замыкание контакта реле KT в цепи контактора $KM2$ подготавливает последний к включению в работу. Для осуществления торможения нажимается кнопка $SB2$. Контактор KM теряет питание и отключает ДПТ от сети. Его размыкающий контакт в цепи контактора торможения $KM2$ замыкается, последний срабатывает и своим главным контактом подключает резистор $R_{д2}$ к ДПТ, переводя его в режим динамического торможения. Одновременно размыкается замыкающий контакт контактора KM в цепи реле времени KT , оно теряет питание и начинает отсчет времени. Через интервал времени, который соответствует снижению скорости ДПТ до нуля, реле времени KT отключается и своим контактом разрывает цепь питания контактора $KM2$. Резистор $R_{д2}$ отключается от якоря ДПТ, и схема возвращается в свое исходное положение.

Схема управления пуском и динамическим торможением по принципу ЭДС приведена на рис. 3.44. Она аналогична схеме рис. 3.43, за исключением того, что катушка контактора торможения $KM2$ подключена к якорю ДПТ через размыкающий контакт контактора KM .

Пуск ДПТ осуществляется по принципу ЭДС в одну ступень. При пуске и работе ДПТ контактор торможения $KM2$ отключен размыкающим контактом KM .

Торможение осуществляется нажатием кнопки $SB2$. Контактор KM , потеряв питание, отключает ДПТ от сети и замыкает своим размыкающим контактом цепь питания контактора $KM2$. Последний срабатывает и подключает к ДПТ резистор динамического торможения $R_{д2}$. Процесс динамического торможения происходит до тех пор, пока при небольшой скорости ЭДС ДПТ не станет меньше напряже-

ния отпущания контактора $KM2$, тот отключится и схема вернется в исходное положение.

Схема управления пуском, реверсом и торможением противовключением в функции ЭДС приведена на рис. 3.45, а. Для обеспечения названных операций по управле-

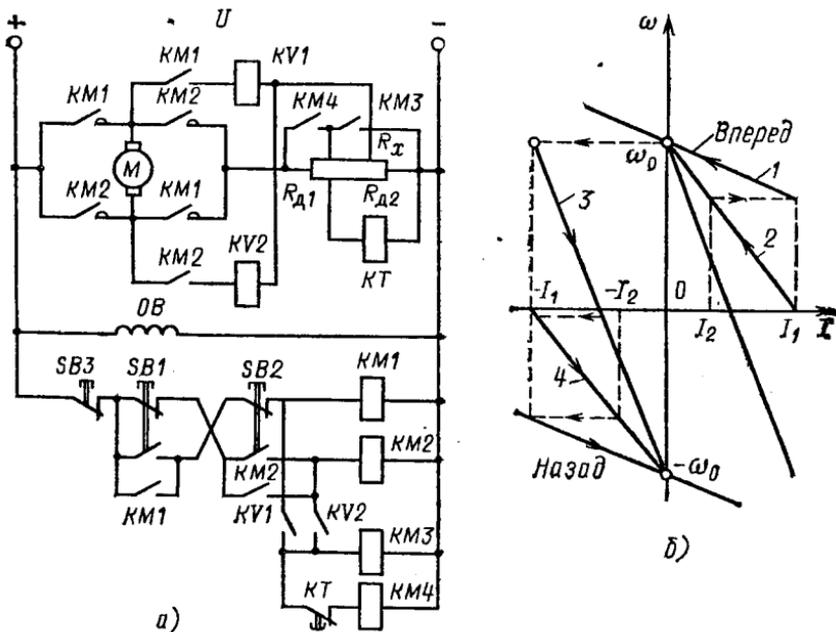


Рис. 3.45. Управление пуском и реверсом ДПТ независимого возбуждения:

а — схема; б — характеристики

нию ДПТ в схеме предусмотрено два линейных контактора $KM1$ и $KM2$, обеспечивающих вращение ДПТ соответственно в условных направлениях «Вперед» и «Назад». Главные контакты этих аппаратов образуют реверсивный мостик, с помощью которого можно изменить полярность напряжения на якоре ДПТ. В якорной цепи помимо пускового резистора $R_{д1}$ включен резистор противовключения $R_{д2}$, который управляется контактором противовключения $KM3$.

Управление ДПТ при торможении противовключением и реверс осуществляются с помощью двух реле противо-

включения $KV1$ и $KV2$. Их назначение заключается в том, чтобы в режиме противовключения обеспечить ввод в цепь якоря в дополнение к пусковому резистору $R_{д1}$ — резистор противовключения $R_{д2}$. Это достигается выбором точки присоединения катушек реле $KV1$ и $KV2$, расчет которой будет выполнен ниже. Рассмотрим работу схемы, считая, что реле противовключения настроены должным образом, и принимая момент нагрузки на валу ДПТ для определенности равным нулю.

Пуск ДПТ в любом направлении осуществляется в одну ступень в функции времени. При нажатии, например, кнопки $SB1$ срабатывает контактор $KM1$ и подключает якорь ДПТ к сети. За счет падения напряжения на резисторе $R_{д2}$ от пускового тока срабатывает реле времени KT , размыкая свой размыкающий контакт в цепи контактора ускорения $KM4$. Включение $KM1$ приводит также к включению реле $KV1$, которое, замкнув свой замыкающий контакт в цепи контактора $KM3$, вызовет его включение. Контактор $KM3$, включившись, закорачивает неиспользуемый при пуске резистор противовключения $R_{д2}$ и одновременно катушку реле времени KT . Последнее, потеряв питание, начинает отсчет выдержки времени, после которой замкнет свой замыкающий контакт в цепи контактора ускорения $KM4$. Тот срабатывает, зашунтирует пусковой резистор $R_{д1}$, и ДПТ выйдет на естественную характеристику.

Работу схемы рис. 3.45, *a* иллюстрирует рис. 3.45, *б*, на котором показаны электромеханические характеристики при различных полярностях напряжения на якоре и сопротивлениях добавочных резисторов. Пуск ДПТ в условном направлении «Вперед» происходит вначале по искусственной характеристике 2. По истечении выдержки времени реле KT и срабатывании контактора $KM4$ ДПТ переходит на свою естественную характеристику 1, по которой продолжает разбег до скорости ω_0 .

Для осуществления торможения нажимается кнопка $SB2$, в результате чего отключаются контактор $KM1$, реле $KV1$, контакторы $KM3$ и $KM4$ и включается контактор $KM2$. Напряжение на ДПТ изменяет свою полярность, и ДПТ переходит в режим торможения противовключением с двумя резисторами в цепи якоря $R_{д1}$ и $R_{д2}$. Несмотря на замыкание контакта $KM2$ в цепи реле $KV2$, оно в результате оговоренной выше настройки не включается и тем самым не дает включиться аппаратам $KM3$ и $KM4$ и зашунтировать резисторы $R_{д1}$ и $R_{д2}$.

Переход ДПТ в режим противовключения также показан на рис. 3.45, б (переход ДПТ с естественной характеристики 1 на искусственную характеристику 3). Во всем диапазоне скоростей $0 < \omega < \omega_0$ на этой характеристике ДПТ работает в режиме противовключения.

По мере снижения скорости ДПТ растет напряжение на катушке реле $KV2$, и при скорости, близкой к нулю, оно достигает напряжения срабатывания. Если в этот момент отпускается кнопка $SB2$, то отключается контактор $KM2$, схема возвращается в исходное положение и на этом процесс торможения ДПТ заканчивается.

Если же при достижении малых скоростей кнопка $SB2$ остается нажатой, то включается реле $KV2$ и повторяется процесс пуска ДПТ, но уже в противоположную сторону. Таким образом, реверсирование ДПТ включает в себя два этапа — торможение противовключением и пуск в противоположном направлении. Второй этап реверса также отображен на рис. 3.45, б (переход ДПТ с характеристики 3 на характеристику 4, соответствующую обратной полярности напряжения на ДПТ и наличию в якоре добавочного резистора $R_{д1}$).

Выполним теперь расчет точки присоединения реле $KV1$ и $KV2$, что обеспечит надлежащую работу схемы рис. 3.45, а. На рис. 3.46, а показана расчетная схема якорной цепи после замыкания контактора $KM2$. Обозначим через R полное сопротивление якорной цепи между точками А и

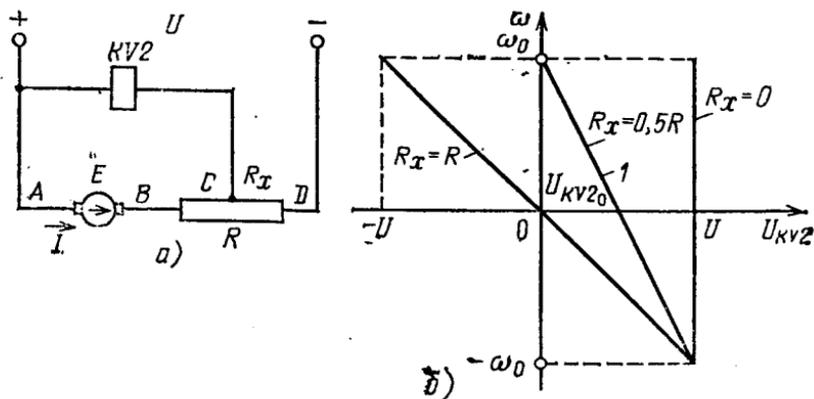


Рис. 3.46. К нахождению точки присоединения реле противовключения: а — расчетная схема; б — зависимости напряжения на реле от скорости

D и через R_x — неизвестное пока сопротивление, определяющее положение искомой точки C присоединения реле противовключения.

Напряжение на реле $KV2$ определяется соотношением

$$U_{KV2} = U_{AC} = U - IR_x, \quad (3.73)$$

а ток выражается как

$$I = (U + E)/R = (U + c\omega)/R. \quad (3.74)$$

Решая совместно (3.73) и (3.74), найдем зависимость напряжения на реле от скорости

$$U_{KV2} = U_{AC} = U - (U + c\omega) R_x/R. \quad (3.75)$$

На рис. 3.46, б показаны зависимости $U_{KV2}(\omega)$ при различных значениях R_x . Крайние прямые соответствуют предельным значениям R_x , при $R_x=0$ $U_{KV2}=U=\text{const}$; при $R_x=R$ $U_{KV2}=-c\omega$; при $0 < R_x/R < 1$ характеристики занимают промежуточное положение, пересекаясь в точке с координатами $(-\omega_0, U)$.

При настройке схемы рис. 3.45, а обычно выбирают точку присоединения реле таким образом, чтобы в момент перехода ДПТ в режим торможения противовключением напряжение на реле противовключения было близко к нулю. Этому требованию отвечает характеристика 1 на рис. 3.46, б. Рассчитаем соответствующее ей сопротивление R_x . Условие расчета величины R_x выражается как $U_{KV2}=0$ при $\omega=\omega_0$. Подставляя эти равенства в (3.75) и учитывая, что $U=c\omega_0$, получаем следующую формулу для расчета R_x :

$$R_x = 0,5R. \quad (3.76)$$

Определим теперь, какое будет при этом напряжение на катушке реле противовключения при нулевой скорости двигателя. Подставляя в (3.75) значение $\omega=0$ и соотношение (3.76), получаем

$$U_{KV2_0} = 0,5U. \quad (3.77)$$

Таким образом, если выбрать точку присоединения реле противовключения в соответствии с (3.76), а напряжение его срабатывания — в соответствии с (3.77), то будет обеспечен рассмотренный выше порядок работы схемы рис. 3.45, а.

В силу полной симметрии схемы управления полученные соотношения и выводы в полной мере относятся к реле противовключения $KV1$.

в) Пример практической схемы управления ДПТ

Практические схемы управления ДПТ выполняют одновременно несколько функций, обеспечивая пуск, реверс, торможение, регулирование скорости. Помимо этого, они содержат коммутационную аппаратуру и элементы защиты и блокировки, предотвращающие различные аварийные ситуации, ненормальные режимы работы ДПТ, неправильную последовательность операций по управлению ДПТ и т. д.

Разнообразные практические схемы управления создаются исходя из конкретных требований к электроприводу и условий его работы. Тем не менее все они содержат те или иные рассмотренные выше основные узлы и типовые виды защит и блокировок. Рассмотрим одну из реальных схем управления ДПТ независимого возбуждения, показанную на рис. 3.47. Эта схема обеспечивает пуск, динамическое торможение и регулирование скорости ослаблением магнитного потока. Пуск ДПТ осуществляется в три ступени по принципу времени, а торможение — по принципу ЭДС. Органом управления является командоконтроллер *SA*, имеющий четыре положения рукоятки — одно нулевое (начальное) и три рабочих.

В состав основного оборудования схемы входят: линейный контактор *KM*; контактор динамического торможения *KM4*; контакторы ускорения *KM1*, *KM2*, *KM3*; реле времени *KT1*, *KT2*, *KT3*; реле управления *KV1*, *KV2*, *KV3*; контактор управление полем *KM5*; экономический контактор *KM6*; пусковые и тормозной резисторы $R_{д1}$, $R_{д2}$, $R_{д3}$, $R_{д,т}$; резистор в цепи возбуждения $R_{в}$.

К элементам коммутации, защит и блокировок относятся автоматические выключатели *QF1* и *QF2*, предохранители *FU*; реле контроля напряжения *KV1*, реле максимального тока *KA1* и *KA2* реле обрыва поля *KA*, разрядный резистор R_p и вентиль *V*.

Рассмотрим работу схемы при пуске ДПТ. Перед пуском командоконтроллер устанавливается в нулевое положение, затем включаются выключатели *QF1* и *QF2* и на схему подается напряжение. В обмотке возбуждения появляется ток возбуждения и, кроме того, срабатывает реле времени *KT1*, шунтируя в цепи реле *KV1* своим контактом контакт реле *KA*. Если при этом реле максимального тока *KA1* и *KA2* находятся в нормальном (невключенном) положении, то срабатывает реле *KV1*, подготавливая питание схемы управления через свой замыкающий контакт.

разомкнут свои контакты в цепях контакторов ускорения $KM2$ и $KM3$. Одновременно с этим включаются «экономичский» контактор $KM6$ и контактор усиления потока $KM5$, в результате чего шунтируется резистор R_b и пуск ДПТ происходит при полном магнитном потоке.

Через определенное время закроется размыкающий контакт $KT1$, контактор $KM1$ включится, зашунтирует первую ступень пускового резистора $R_{д1}$ и одновременно катушку реле времени $KT2$. Последнее, отсчитав свою выдержку времени, включит контактор $KM2$, который закоротит вторую ступень пускового резистора $R_{д2}$ и катушку реле $KT3$. Это реле, также отсчитав свою выдержку времени, вызовет срабатывание контактора $KM3$ и закорачивание последней ступени пускового резистора, после чего ДПТ выходит на свою естественную характеристику.

После шунтирования третьей ступени пускового резистора начинается ослабление магнитного потока, которое осуществляется аппаратами $KM5$, $KV2$ и KV . В процессе ослабления поля с помощью реле KV обеспечивается контроль за током якоря. При толчках тока реле KV обеспечивает включение или отключение контактора $KM5$, усиливая или ослабляя магнитный поток, в результате чего ток в якорной цепи не выходит за допустимые пределы.

Торможение ДПТ осуществляется перестановкой рукоятки командоконтроллера в нулевое положение. Это приводит к выключению контактора KM и отключению якоря ДПТ от сети. Поскольку в процессе пуска ДПТ реле динамического торможения $KV2$ включилось, то замыкание размыкающего контакта KM в цепи контактора торможения $KM4$ вызовет его включение. Резистор $R_{дт}$ окажется подключенным на якорь ДПТ, который перейдет в режим динамического торможения. При малых скоростях ДПТ, когда его ЭДС станет ниже напряжения отпущения (удержания) реле $KV2$, оно отключится, выключит контактор $KM4$ и процесс торможения закончится. Отметим, что динамическое торможение происходит при полном магнитном потоке.

3.12. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ ПРИ ПИТАНИИ ДПТ НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ ОТ СЕТИ

При питании ДПТ независимого возбуждения от сети могут иметь место механические и электромеханические переходные процессы (см. § 2.5).

а) Механические переходные процессы

Переходные процессы этого вида имеют место при неучете электромагнитной инерции обмоток ДПТ. Математическое описание механических переходных процессов проведено в § 1.6, в котором для случая линейных механических характеристик получены формулы для изменения во времени скорости, момента и положения вала ДПТ. Используем эти результаты для рассмотрения конкретных видов механических переходных процессов в электроприводе с ДПТ независимого возбуждения.

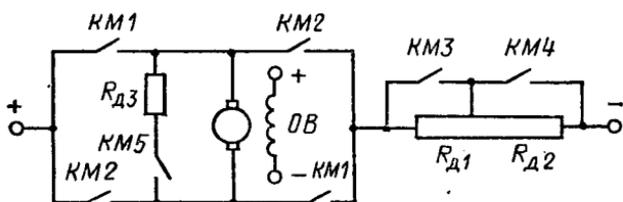


Рис. 3.48. Схема якорной цепи ДПТ независимого возбуждения

На рис. 3.48 приведена схема якорной цепи ДПТ, которая позволяет обеспечить его пуск, динамическое торможение и реверс. На схеме показаны контакты линейных контакторов $KM1$ и $KM2$, контакторов ускорения $KM3$, противовключения $KM4$ и динамического торможения $KM5$, а также добавочные резисторы—пусковой $R_{д1}$, противовключения $R_{д2}$ и тормозной $R_{д3}$. В § 3.11 были приведены схемы управления, обеспечивающие эти режимы ДПТ. Здесь рассматривается изменение во времени скорости, тока и момента при их работе, т. е. кривые переходного процесса.

Пуск ДПТ независимого возбуждения в одну ступень при $M_c = \text{const}$. Пуск двигателя в схеме рис. 3.48 осуществляется включением одного из линейных контакторов $KM1$ или $KM2$ и контактора $KM4$, закорачивающего ненужный при пуске резистор $R_{д2}$. Двигатель начинает разбег по реостатной характеристике с пусковым резистором $R_{д1}$ в цепи якоря (рис. 3.49, а). Затем в определенный момент переходного процесса замыкается контакт $KM3$, шунтируя резистор $R_{д1}$, и ДПТ выходит на свою естественную характеристику. Таким образом, пуск ДПТ имеет два этапа: разбег по реостатной и естественной характеристикам, при

этом конечные значения координат на первом этапе являются начальными значениями этих координат для второго этапа.

Начальные значения скорости и момента ДПТ на первом этапе переходного процесса в соответствии со статическими характеристиками рис. 3.49, а составляют: $\omega_{\text{нач}} = 0$; $M_{\text{нач}} = M_1$. Конечные значения этих координат соот-

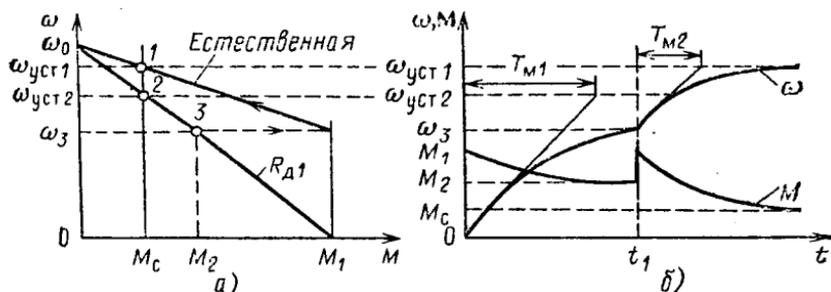


Рис. 3.49. Переходный процесс при пуске ДПТ независимого возбуждения в одну ступень:

а — статические характеристики; б — графики изменения скорости и момента

ветствуют точке 2 пересечения реостатной характеристики с приведенной механической характеристикой нагрузки $\omega(M_c)$ и равны соответственно $\omega_{\text{уст}2}$ и M_c .

Электромеханическая постоянная времени на первом этапе переходного процесса T_{M1} в соответствии с (1.40) определится как

$$T_{M1} = J\Delta\omega/\Delta M = J\omega_0/M_1.$$

Изменение скорости и момента в соответствии с (1.37) и (1.38) происходит по экспоненциальному временному закону и показано на рис. 3.49, б. Так как для рассматриваемого переходного процесса $\Phi = \text{const}$, то изменение тока якоря во времени повторяет зависимость $M(t)$.

В момент времени t_1 , когда скорость ДПТ достигает значения ω_3 , а его момент снизится до значений M_2 , с помощью схемы управления закорачивается пусковой резистор $R_{д1}$ и ДПТ выходит на естественную характеристику. При этом момент ДПТ скачкообразно (так как электромагнитная инерция цепи якоря не учитывается) возрастает до значения M_1 , а кривая скорости претерпевает излом. Скорость ДПТ продолжает по экспоненте увеличиваться, стре-

мьясь к значению $\omega_{уст1}$, а момент вновь начинает снижаться, стремясь к M_c . Значения $\omega_{уст1}$ и M_c являются координатами точки 1 установившегося режима работы ДПТ после окончания его разбега.

Электромеханическая постоянная времени $T_{м2}$, характеризующая экспоненциальные зависимости $\omega(t)$ и $M(t)$ на втором этапе, отличается от постоянной времени первого этапа и определяется как

$$T_{м2} = J\Delta\omega/\Delta M = J(\omega_0 - \omega_3)/M_1 < T_{м1}.$$

На рис. 3.49, б показаны постоянные времени $T_{м1}$ и $T_{м2}$. Отметим, что построенные при этом касательные в начальных точках двух участков кривой скорости имеют одинаковый наклон. Действительно, их наклон определяется производной скорости, которая выражается как

$$d\omega/dt = (M_1 - M_c)/J.$$

Из этого выражения следует, что в начальный момент пуска и при выходе на естественную характеристику производная скорости одна и та же, что и определяет одинавый наклон касательных в этих точках кривых переходного процесса.

При пуске ДПТ в две и более ступеней построение зависимостей $\omega(t)$ и $M(t)$ осуществляется аналогичным образом.

Динамическое торможение ДПТ независимого возбуждения с активным и реактивным постоянными моментами нагрузки. Перед торможением (см. рис. 3.48) контакты $KM1$ в цепи якоря замкнуты, а контакт контактора торможения $KM5$ в цепи резистора торможения $R_{дз}$ разомкнут. Двигатель работает на естественной характеристике в точке 1 (рис. 3.50, а).

Для осуществления динамического торможения размыкается контакт $KM1$, отключая ДПТ от сети, и замыкается контакт $KM5$, подключая резистор $R_{дз}$ к якорю ДПТ. Двигатель при этом переходит из точки 1 на естественной характеристике в точку 2 на характеристике динамического торможения, по которой и будет осуществляться торможение. В зависимости от характера момента нагрузки M_c — активного или реактивного — переходный процесс торможения будет иметь различный вид.

Активный момент нагрузки M_c . Характеристика активного момента нагрузки на рис. 3.50, а показана сплошной линией. Начальные значения скорости и момен-

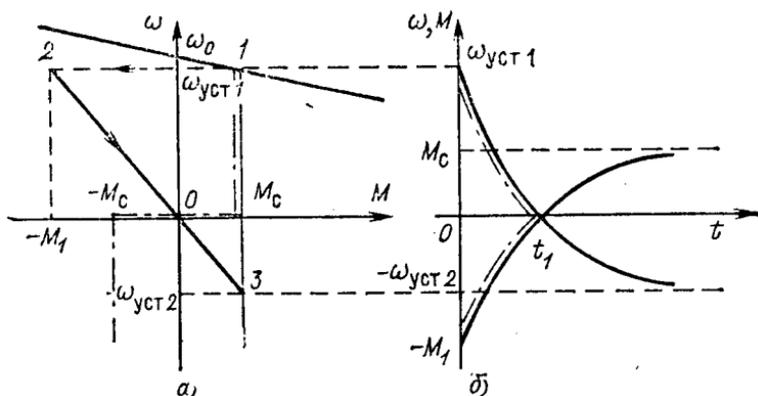


Рис. 3.50. Переходные процессы при динамическом торможении ДПТ независимого возбуждения:

a — статические характеристики; *б* — графики изменения скорости и момента

та соответствуют точке 2 и составляют $\omega_{нач} = \omega_{уст1}$; $M_{нач} = -M_1$, их конечные значения — в точке 3 и равняются $\omega_{кон} = -\omega_{уст2}$; $M_{кон} = M_c$. Механическая постоянная времени определяется выражением $T_m = J\omega_{уст1}/M_1$. Переходный процесс согласно (1.37) и (1.38) описывается уравнениями

$$\left. \begin{aligned} \omega &= (\omega_{уст1} + \omega_{уст2}) e^{-t/T_m} - \omega_{уст2}; \\ M &= (-M_1 - M_c) e^{-t/T_m} + M_c. \end{aligned} \right\} \quad (3.78)$$

Кривые переходного процесса изображены на рис. 3.50, б сплошными линиями.

Реактивный момент нагрузки M_c . Характеристика реактивного момента изображена на рис. 3.50, а штрихпунктирной линией. В первом квадранте при $\omega > 0$ эта характеристика совпадает с характеристикой активного момента. Далее при $\omega = 0$ момент нагрузки скачкообразно изменяет свое направление и вторая ветвь характеристики $\omega(M_c)$ располагается уже в третьем квадранте. В связи с таким видом характеристики момента нагрузки переходный процесс распадается на два этапа.

На первом этапе при $\omega > 0$ переходный процесс аналогичен случаю активного момента нагрузки. Зависимости $\omega(t)$ и $M(t)$ описываются теми же уравнениями (3.78) и на рис. 3.50, б показаны штрихпунктирными линиями.

В момент времени t_1 скорость и момент ДПТ становятся равными нулю. Возникает режим, в котором ДПТ мо-

мент не развивает, а момент нагрузки, имея реактивный характер, по своей природе не может вызвать дальнейшего движения. Двигатель остается неподвижным и процесс торможения на этом заканчивается.

Реверс ДПТ независимого возбуждения. В исходном положении перед реверсом на схеме рис. 3.48 замкнуты контакты одного из линейных контакторов, допустим $KM1$, и контакты аппаратов $KM3$ и $KM4$, шунтирующих $R_{д1}$ и $R_{д2}$. Двигатель работает на естественной характеристике в точке 1 (рис. 3.51, а). Для осуществления реверса размыкают-

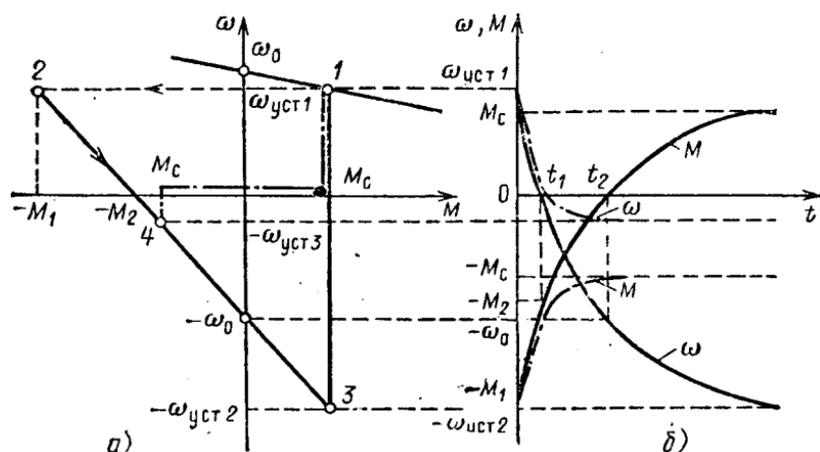


Рис. 3.51. Переходные процессы при реверсе ДПТ независимого возбуждения:

а — статические характеристики; б — графики изменения скорости и момента

ся контакты аппаратов $KM1$, $KM3$ и $KM4$ и замыкаются контакты $KM2$, обеспечивая изменение полярности напряжения на якоре. Двигатель переходит на искусственную характеристику, соответствующую наличию в якоре добавочных резисторов $R_{д1}$ и $R_{д2}$ и измененной полярности напряжения. В зависимости от характера момента нагрузки переходный процесс протекает по-разному.

Активный момент нагрузки. Переходный процесс при активном моменте нагрузки, характеристика которого показана на рис. 3.51, а сплошной линией, протекает в один этап. Начальные значения скорости и момента соответствуют точке 2 на искусственной характеристике и равны $\omega_{нач} = \omega_{уст1}$; $M_{нач} = -M_1$. Конечные значения скорости

и момента соответствуют точке 3: $\omega_{\text{кон}} = -\omega_{\text{уст2}}$; $M_{\text{кон}} = M_c$. Постоянная времени процесса определяется выражением $T_m = J\omega_0/M_2$,

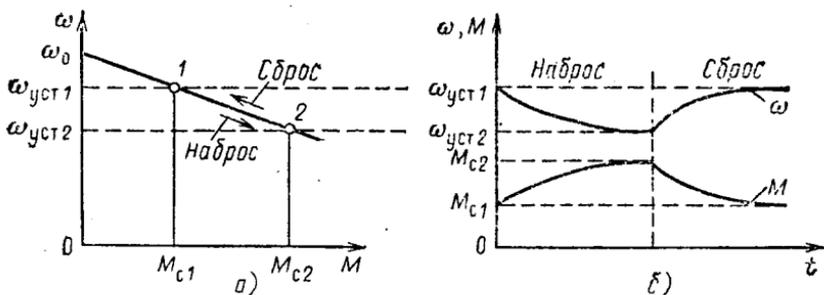
Кривые переходного процесса $\omega(t)$ и $M(t)$ изображены на рис. 3.51, б сплошными линиями. Отметим, что эти кривые должны проходить через две характерные точки: при $t=t_1$, когда скорость ДПТ равна нулю, его момент равен $-M_2$, а при $t=t_2$, когда момент двигателя равен нулю, его скорость равна $-\omega_0$.

Реактивный момент нагрузки. Характеристика реактивного момента нагрузки показана на рис. 3.51, а штрихпунктирной линией. В соответствии с тем, что эта характеристика имеет два участка, переходный процесс реверса состоит из двух этапов.

На первом этапе, когда характеристики активного и реактивного моментов нагрузки совпадают, кривые $\omega(t)$ и $M(t)$ для этих двух случаев повторяют друг друга (сплошные и штрихпунктирные линии на рис. 3.51, б) до $t=t_1$. В момент времени $t=t_1$, когда момент нагрузки скачкообразно изменяет свой знак, начинается второй этап переходного процесса. Он характеризуется уже другими конечными значениями скорости и момента, которые соответствуют точке 4 пересечения характеристик двигателя и момента нагрузки. Они составляют $\omega_{\text{кон}} = -\omega_{\text{уст3}}$; $M_{\text{кон}} = -M_c$. Постоянная времени T_m процесса при этом не изменяется, так как ее значение определяется наклоном характеристики ДПТ и моментом инерции. Кривые переходного процесса для второго этапа на рис. 3.51, б соответствуют времени $t > t_1$ и также показаны штрихпунктирными линиями.

Отметим, что при реверсе ДПТ возможен случай, когда при $\omega=0$ момент нагрузки будет больше момента ДПТ, т. е. $|M_c| > |M_2|$. Очевидно, что при таком положении ДПТ не сможет начать разбег в другую сторону и процесс его реверса на этом закончится. Двигатель будет работать в режиме короткого замыкания, развивая момент M_2 и оставаясь неподвижным.

Наброс и сброс нагрузки ДПТ. Рассмотренные ранее переходные процессы возникали вследствие управляющих воздействий на электропривод. Еще один вид переходных процессов имеет место при изменении момента нагрузки на валу ДПТ, приводящем к соответствующему изменению тока, момента и скорости. Этот вид переходного процесса иллюстрирует рис. 3.52.



Р и с. 3.52. Переходные процессы при изменении нагрузки ДПТ независимого возбуждения:

а — статические характеристики; б — графики изменения скорости и момента

Допустим, что в исходном положении ДПТ работал на характеристике в точке 1, преодолевая момент нагрузки M_{c1} и вращаясь со скоростью $\omega_{уст1}$. Если теперь произойдет увеличение момента до значения M_{c2} или, как говорят, наброс нагрузки, то новому установившемуся режиму работы будет соответствовать точка 2 на этой же характеристике. Изменение скорости и момента при этом также подчиняется экспоненциальному временному закону с постоянной времени $T_M = J(\omega_0 - \omega_{уст1}) / M_{c1}$, что показано на рис. 3.52, б. На рис. 3.52, б показаны также зависимости $\omega(t)$ и $M(t)$ при уменьшении (сбросе) момента нагрузки, чему соответствует переход по статической характеристике от точки 2 к точке 1.

б) Электромеханические переходные процессы при учете индуктивности цепи якоря

При учете индуктивности цепи якоря ДПТ независимого возбуждения переходные процессы описываются следующей системой уравнений:

$$U = k\Phi_{ном} \omega + iR_{я} + L_{я} \frac{di}{dt}; \quad (3.79)$$

$$M = M_c + J \frac{d\omega}{dt}; \quad (3.80)$$

$$M = k\Phi_{ном} i, \quad (3.81)$$

где $L_{я}$ — индуктивность якорной цепи, Гн.

Для получения исходного дифференциального уравнения для скорости ДПТ осуществим подстановку (3.81) и

(3.80) в (3.79). После несложных преобразований имеем

$$T_{\text{я}} T_{\text{м}} \frac{d^2 \omega}{dt^2} + T_{\text{м}} \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_0 - \frac{R_{\text{я}} M_{\text{с}}}{c^2} - \frac{L_{\text{я}} dM_{\text{с}}}{dt}. \quad (3.82)$$

Из (3.82) видно, что переходные процессы при учете индуктивности цепи якоря описываются (в отличие от механических) дифференциальным уравнением второго порядка. Это отражает факт наличия двух накопителей энергии: электромагнитной — якорная цепь ДПТ и механической — механическая часть электропривода.

Решение уравнения (3.82) и соответственно вид переходных процессов зависят от соотношения постоянных времени $T_{\text{я}}$ и $T_{\text{м}}$, которые определяют корни характеристического уравнения,

$$T_{\text{я}} T_{\text{м}} p^2 + T_{\text{м}} p + 1 = 0. \quad (3.83)$$

При $T_{\text{м}} > 4T_{\text{я}}$ корни уравнения (3.83) вещественные и отрицательные и общее решение уравнения (3.82) имеет вид

$$\omega = \omega_0 - \frac{M_{\text{с}} R_{\text{я}}}{c^2} + C_1 e^{p_1 t} + C_2 e^{p_2 t}, \quad (3.84)$$

где C_1, C_2 — постоянные интегрирования; p_1, p_2 — корни характеристического уравнения (3.83), определяемые по формуле

$$p_{1,2} = (-1 \pm \sqrt{1 - 4T_{\text{я}}/T_{\text{м}}}) / (2T_{\text{я}}). \quad (3.85)$$

Если $T_{\text{м}} < 4T_{\text{я}}$, то корни уравнения (3.83) комплексные, сопряженные с отрицательной вещественной частью,

$$p_{1,2} = -\alpha \pm j\Omega, \quad (3.86)$$

где

$$\alpha = 1/(2T_{\text{я}}); \quad \Omega = \sqrt{4T_{\text{я}}/T_{\text{м}} - 1}/(2T_{\text{я}}). \quad (3.87)$$

Общее решение (3.82) в этом случае имеет вид

$$\omega = \omega_0 - \frac{M_{\text{с}} R_{\text{я}}}{c^2} + e^{-\alpha t} (C_3 \cos \Omega t + C_4 \sin \Omega t), \quad (3.88)$$

где C_3, C_4 — постоянные интегрирования.

В (3.84) и (3.88) первые два члена правой части представляют собой принужденную составляющую переходного процесса, которая является частным решением уравнения (3.82), а остальные — свободную составляющую процесса.

Для определения постоянных $C_1 - C_4$ необходимо использовать начальные значения координат $\omega_{\text{нач}}$ и $\dot{\omega}_{\text{нач}} = (d\omega/dt)_{\text{нач}}$ в момент времени $t=0$. Для этого по (3.84) и (3.88) найдем производную скорости $d\omega/dt$

при $T_M > 4T_J$

$$d\omega/dt = p_1 C_1 e^{p_1 t} + p_2 C_2 e^{p_2 t}; \quad (3.89)$$

при $T_M < 4T_J$

$$d\omega/dt = e^{-\alpha t} [(\Omega C_4 - \alpha C_3) \cos \Omega t - (\Omega C_3 + \alpha C_4) \sin \Omega t]. \quad (3.90)$$

Решая совместно (3.84) и (3.89), (3.88) и (3.90) относительно искомым постоянных $C_1 - C_4$ для момента времени $t=0$, получаем

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= \frac{p_2 (\omega_{\text{нач}} - \omega_c) - \dot{\omega}_{\text{нач}}}{p_2 - p_1}; \\ C_2 &= \frac{-p_1 (\omega_{\text{нач}} - \omega_c) + \dot{\omega}_{\text{нач}}}{p_2 - p_1}; \end{aligned} \right\} \quad (3.91)$$

$$\left. \begin{aligned} C_3 &= \omega_{\text{нач}} - \omega_c; \\ C_4 &= \frac{\dot{\omega}_{\text{нач}} + \alpha (\omega_{\text{нач}} - \omega_c)}{\Omega}; \end{aligned} \right\} \quad (3.92)$$

где $\omega_c = \omega_0 - M_c R_J / c^2$ — установившаяся скорость, соответствующая моменту нагрузки M_c .

Подстановка найденных постоянных в (3.84) и (3.88) позволяет получить окончательные выражения для зависимости $\omega(t)$ соответственно для соотношений постоянных времени $T_M > 4T_J$ и $T_M < 4T_J$

$$\omega = \omega_c + \frac{1}{p_2 - p_1} \{ [p_2 (\omega_{\text{нач}} - \omega_c) - \dot{\omega}_{\text{нач}}] e^{p_1 t} + [-p_1 (\omega_{\text{нач}} - \omega_c) + \dot{\omega}_{\text{нач}}] e^{p_2 t} \}; \quad (3.93)$$

$$\omega = \omega_c + e^{-\alpha t} \left[(\omega_{\text{нач}} - \omega_c) \cos \Omega t + \frac{\alpha (\omega_{\text{нач}} - \omega_c) + \dot{\omega}_{\text{нач}}}{\Omega} \sin \Omega t \right]. \quad (3.94)$$

С помощью (3.93) и (3.94), используя (3.80), получаем зависимость изменения момента ДПТ во времени $M(t)$ для тех же соотношений T_J и T_M

$$\begin{aligned} M = M_c + \frac{J}{p_2 - p_1} & [p_1 p_2 (\omega_{\text{нач}} - \omega_c) (e^{p_1 t} - e^{p_2 t}) + \\ & + \dot{\omega}_{\text{нач}} (p_2 e^{p_1 t} - p_1 e^{p_2 t})]; \end{aligned} \quad (3.95)$$

$$M = M_c + J e^{-\alpha t} \left\{ \dot{\omega}_{\text{пнч}} \cos \Omega t - \left[\frac{(\omega_{\text{пнч}} - \omega_c)(\alpha^2 + \Omega^2) + \alpha \dot{\omega}_{\text{пнч}}}{\Omega} \right] \times \sin \Omega t \right\}. \quad (3.96)$$

В свою очередь, из (3.95) и (3.96), используя (3.81), можно получить для рассматриваемых двух соотношений постоянных времени T_M и T_n зависимость изменения тока в функции времени

$$i = I_c + \frac{J}{c(\rho_2 - \rho_1)} \left[\rho_1 \rho_2 (\omega_{\text{пнч}} - \omega_c) (e^{\rho_1 t} - e^{\rho_2 t}) + \dot{\omega}_{\text{пнч}} (\rho_2 e^{\rho_2 t} - \rho_1 e^{\rho_1 t}) \right]; \quad (3.97)$$

$$i = I_c + \frac{J e^{-\alpha t}}{c} \left\{ \dot{\omega}_{\text{пнч}} \cos \Omega t - \left[\frac{(\omega_{\text{пнч}} - \omega_c)(\alpha^2 + \Omega^2) + \alpha \dot{\omega}_{\text{пнч}}}{\Omega} \right] \sin \Omega t \right\}. \quad (3.98)$$

Индуктивность цепи якоря ДПТ оказывает существенное влияние на характер переходных процессов в электроприводе. В первую очередь ее влияние проявляется в ограничении пиков тока в якоре и увеличении времени переходных процессов. Однако для обычных ДПТ общепромышленных серий это ограничение тока незначительно, и поэтому требуется использовать специальные меры по ограничению переходных токов.

При определенных соотношениях механической и электромагнитной постоянных времени, а именно при $T_M < 4T_n$, переходные процессы в электроприводе имеют колебательный характер. Для примера на рис. 3.53 показаны кривые изменения момента и скорости ДПТ при пуске под нагрузкой, отражающие это положение. Из-за колебательного характера процесса увеличивается время пуска и возникает перерегулирование скорости. Отметим также, что наличие индук-

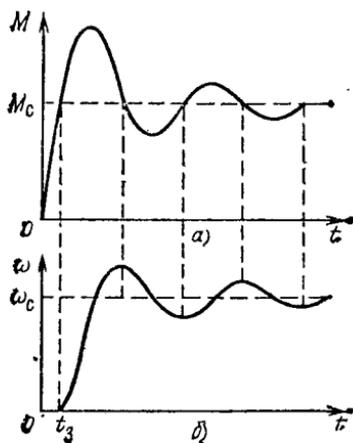


Рис. 3.53. Изменение момента (а) и скорости (б) при пуске ДПТ независимого возбуждения при существенной индуктивности цепи якоря

тивности привело к некоторому запаздыванию t_3 при пуске, которое определяется временем нарастания момента ДПТ до момента нагрузки M_c .

Индуктивность якоря нарушает в переходных процессах однозначную связь между скоростью и моментом ДПТ, определяемую его статической механической характеристик-

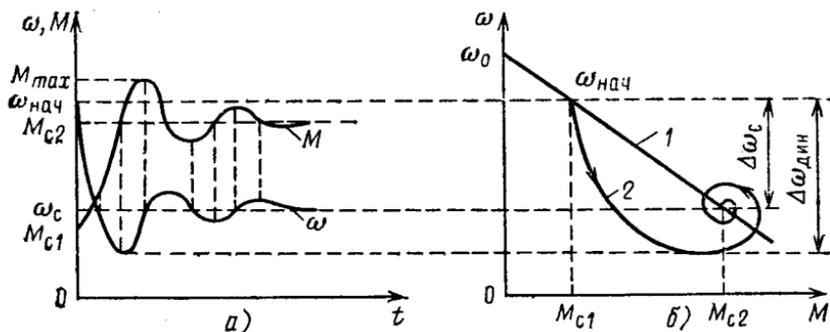


Рис. 3.54. Изменение скорости и момента во времени (а) и на плоскости механических характеристик (б) при увеличении момента нагрузки

кой. Это обстоятельство может привести в переходных процессах, например сброса или наброса момента нагрузки, к существенно бóльшим динамическим перепадам скорости по сравнению со статическими, которые соответствуют статической механической характеристике.

Для примера на рис. 3.54 показаны графики изменения скорости и момента ДПТ при увеличении (набросе) момента нагрузки. При скачкообразном увеличении момента нагрузки от M_{c1} до M_{c2} скорость и момент ДПТ изменяются в соответствии с (3.94) и (3.96), что показано на рис. 3.54, а. Начальные и конечные значения скорости и момен-

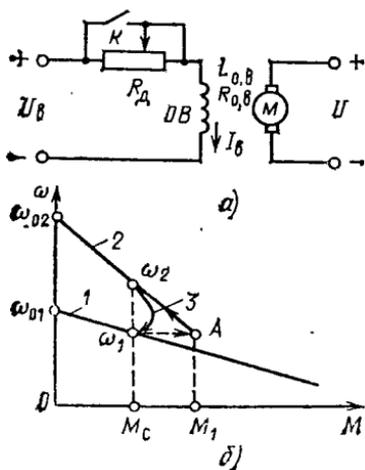


Рис. 3.55. Переходный процесс при ослаблении магнитного потока ДПТ независимого возбуждения:

а — схема; б — изображение процесса на плоскости механических характеристик

та определяются по статической механической характеристике ДПТ (прямая 1 на рис. 3.54, б).

Динамическая механическая характеристика, которая представляет собой по существу фазовую траекторию движения электропривода, имеет вид кривой 2, показанной на рис. 3.54, б. Она получается, если на плоскость механических характеристик наносить точки с координатами ω , M , определяемыми из кривых $\omega(t)$ и $M(t)$ рис. 3.54, а для одинаковых моментов времени. Из рис. 3.54, б видно, что статический перепад скорости $\Delta\omega_c$ меньше реального динамического перепада скорости $\Delta\omega_{дин}$.

При питании ДПТ от сети индуктивность цепи якоря в переходных процессах проявляется, как правило, не очень сильно. Определяется это тем обстоятельством, что для ограничения переходных токов в цепь якоря вводятся дополнительные резисторы, которые уменьшают постоянную времени T_d . В то же время при питании ДПТ от вентильного преобразователя, когда в цепь якоря включаются дополнительные сглаживающие и уравнивающие реакторы, индуктивность якорной цепи может оказывать существенное влияние на переходные процессы.

в) Переходные процессы при изменении магнитного потока ДПТ

Воздействие на магнитный поток ДПТ осуществляется путем изменения тока возбуждения. Уменьшение (ослабление) магнитного потока в простейшем случае может быть осуществлено в схеме рис. 3.55, а с помощью дополнительного резистора R_d и ключа K . В исходном положении ключ K замкнут, резистор R_d зашунтирован и по обмотке возбуждения OB протекает номинальный ток $I_{в,ном}$. При размыкании ключа K в цепь обмотки возбуждения будет введен резистор R_d , после чего ток возбуждения и магнитный поток начнут уменьшаться.

Из-за индуктивности обмотки возбуждения ДПТ ток возбуждения и поток будут изменяться не мгновенно, а постепенно. Процесс изменения скорости и момента ДПТ при уменьшении магнитного потока иллюстрирует рис. 3.55, б. На рисунке показаны статические механические характеристики ДПТ при номинальном и ослабленном потоке (соответственно прямые 1 и 2) и динамическая механическая характеристика в виде кривой 3. При отсутствии индуктивности обмотки возбуждения переход ДПТ с характеристи-

ки 1 на характеристику 2 происходил бы по пунктирной горизонтальной линии в точку А, в то время как наличие индуктивности обмотки определяет этот переход по динамической характеристике 3.

Вследствие того что индуктивность обмотки возбуждения ДПТ, как правило, существенно превышает индуктивность якорной цепи, переходные процессы при изменении магнитного потока могут быть описаны следующей системой уравнений, не учитывающей индуктивность якоря:

$$U_{\text{в}} = i_{\text{в}} R_{\text{в}} + W_{\text{в}} d\Phi/dt; \quad (3.99)$$

$$\Phi = F(I_{\text{в}}); \quad (3.100)$$

$$M = k\Phi i = M_{\text{с}} + Jd\omega/dt; \quad (3.101)$$

$$U = k\Phi\omega + iR_{\text{я}}, \quad (3.102)$$

где $R_{\text{в}} = R_{\text{д}} + R_{\text{о.в}}$ — полное сопротивление цепи возбуждения; $\Phi = F(I_{\text{в}})$ — зависимость потока от тока возбуждения, выражаемая кривой намагничивания; $W_{\text{в}}$ — число витков обмотки возбуждения.

В общем случае система уравнений (3.99) — (3.102) не имеет строгого аналитического решения, поэтому для нахождения зависимостей $\omega(t)$, $M(t)$, $i(t)$, $\Phi(t)$ целесообразно использовать приближенные методы расчета переходных процессов, например численный метод. Рассмотрим порядок получения кривых переходного процесса этим методом.

На первом этапе целесообразно рассчитать график изменения магнитного потока во времени, поскольку этот процесс протекает независимо от остальных процессов в электроприводе и определяется только параметрами цепи возбуждения. Для этого расчета необходимо использовать кривую намагничивания $\Phi/\Phi_{\text{ном}} = \Phi^* = F(I_{\text{в}})$ (рис. 3.56, а), а уравнение (3.99) записать в приращениях в следующем виде:

$$\Delta t = W_{\text{в}} \Delta\Phi / [R_{\text{в}} (I_{\text{в.уст}} - i_{\text{в}})], \quad (3.103)$$

где $I_{\text{в.уст}} = U_{\text{в}}/R_{\text{в}}$ — установившееся значение тока возбуждения после окончания переходного процесса.

Разделив ось ординат (рис. 3.56, а) между начальным $\Phi_{\text{нач}}^*$ и конечным (установившимся) значениями магнитного потока на ряд отрезков $\Delta\Phi_{i^*}$ и определив для каждого из них разность $I_{\text{в.уст}} - i_{\text{в},i}$ с помощью формулы (3.103), рассчитываем интервал времени Δt_i , который соответствует изменению магнитного потока на $\Delta\Phi_{i^*}$.

Произведя затем последовательно вычитание $\Delta\Phi_{i*}$ из значения потока ДПТ на предыдущем отрезке, получаем зависимость $\Phi_*(t)$ в виде кривой, показанной на рис. 3.56, б. Для дальнейшего расчета известная теперь кривая $\Phi_*(t)$ заменяется ступенчатым графиком так, чтобы на

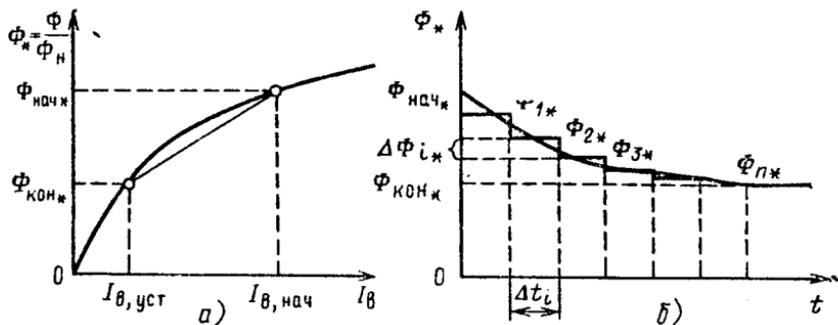


Рис. 3.56. К расчету переходного процесса при ослаблении магнитного потока:

а — кривая намагничивания; б — изменение магнитного потока во времени

каждом интервале времени Δt_i поток был постоянным и равным некоторому среднему значению.

Для нахождения зависимости $\omega(t)$ решаем совместно уравнения (3.101) и (3.102) относительно скорости

$$\frac{J R_{\pi}}{k \Phi} \frac{d \omega}{d t} + k \Phi \omega + \frac{M_c R_{\pi}}{k \Phi} = U \quad (3.104)$$

или после несложных преобразований

$$T_m \frac{d \omega}{d t} + \omega \Phi^2 = \omega_0 \Phi_* - \Delta \omega_c, \quad (3.105)$$

где $T_m = J R_{\pi} / (k \Phi_{ном})^2$; $\Delta \omega_c = M_c R_{\pi} / (k \Phi_{ном})^2$; $\omega_0 = U / (k \Phi_{ном})$.

Из (3.105) получаем выражение для приращения скорости на i -м участке на интервале Δt_i

$$T_m \frac{\Delta \omega_i}{\Delta t_i} = \omega_0 \Phi_{i*} - \Delta \omega_c - \left(\omega_{нач i} + \frac{\Delta \omega_i}{2} \right) \Phi_{i*}, \quad (3.106)$$

где Φ_{i*} — относительный магнитный поток на первом интервале, откуда

$$\Delta \omega_i = \frac{\omega_0 \Phi_{i*} - \Delta \omega_c - \omega_{нач i} \Phi_{i*}^2}{T_m / \Delta t_i + \Phi_{i*}^2 / 2}. \quad (3.107)$$

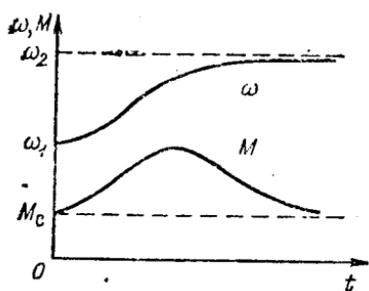


Рис. 3.57. Изменение скорости и момента ДПТ независимого возбуждения при ослаблении магнитного потока

Порядок расчета зависимости $\omega(t)$ следующий. Вначале по ранее рассчитанной зависимости $\Phi_*(t)$ рис. 3.56, б и начальному значению скорости $\omega_{нач1}$ с помощью формулы (3.107) определяется приращение скорости $\Delta\omega_1$ на первом интервале времени Δt_1 . Далее находится начальная скорость на втором интервале

$$\omega_{нач2} = \omega_{нач1} + \Delta\omega_1. \quad (3.108)$$

Затем опять с помощью формулы (3.107) находится приращение скорости на втором интервале времени и т. д. Таким путем получается искомая зависимость $\omega(t)$, которая позволяет получить графики момента и тока якоря с помощью соотношений

$$M = M_c + J \frac{d\omega}{dt}; \quad i = M/(k\Phi).$$

На рис. 3.57 в качестве примера показаны зависимости от времени скорости и момента ДПТ в переходном процессе при ослаблении магнитного потока. Эти кривые соответствуют показанному на рис. 3.55, б переходному процессу.

3.13. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИСТЕМЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ — ДВИГАТЕЛЬ. ФОРМИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ

Переходные процессы в системе П—Д в общем случае относятся к классу электромеханических. Причина этого состоит в том, что выходное напряжение преобразователя из-за его инерционности или вследствие специального формирования его входного сигнала управления является определенной функцией времени. Основной особенностью этих процессов являются широкие возможности по формированию переходных процессов, т. е. по получению заданных (оптимальных) законов изменения во времени тока, момента, скорости и угла поворота вала ДПТ. Достигается это регулированием в переходных процессах напряжения

на якоре ДПТ за счет соответствующего изменения ЭДС преобразователя.

Переходные процессы в данной системе при изменении ЭДС преобразователя E_n во времени и неучете электромагнитной инерции якоря ДПТ описываются линейным дифференциальным уравнением [см. (1.30)]

$$T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_{уст}(t), \quad (3.109)$$

где $\omega_{уст}(t) = \omega_0(t) - M_c/\beta = \omega_0(t) - \Delta\omega_c$;

$$\omega_0(t) = e_n(t)/(k\Phi). \quad (3.110)$$

В отличие от дифференциального уравнения (1.30), описывающего механические переходные процессы, в уравнении (3.109) правая часть есть функция времени, определяемая изменением во времени ЭДС преобразователя $e_n(t)$. Отметим, что переходные процессы в системе П—Д при изменении нагрузки на валу ДПТ в данном разделе не рассматриваются.

а) Переходные процессы в системе электромашинный преобразователь — двигатель (система Г—Д)

Особенностью переходных процессов в этой системе является значительная инерционность электромашинного преобразователя — генератора постоянного тока. Она обусловлена большой индуктивностью его обмотки возбуждения, которая на порядок и более превосходит индуктивность обмотки якоря.

Упрощенная расчетная схема системы Г—Д приведена на рис. 3.58. Управление ДПТ в этой системе осуществляется, как уже отмечалось ранее, за счет регулирования тока возбуждения генератора I_a . В частности, пуск ДПТ осуществляется замыканием одной из пар контактов B (условное

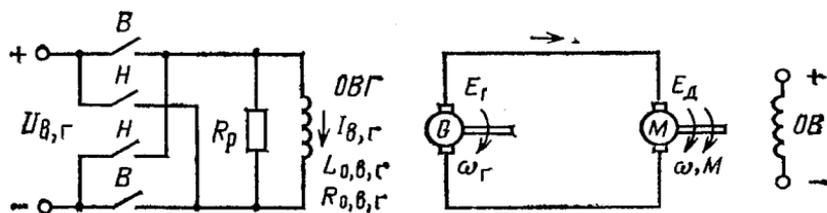


Рис. 3.58. Схема системы Г—Д

направление вращения «Вперед») или H (условное направление «Назад»), реверс — переключением этих контактов, а торможение — отключением обмотки возбуждения генератора $ОВГ$ от источника напряжения и замыканием ее на разрядный резистор R_p . При таких переходных режимах процессы в цепи обмотки возбуждения являются определяющими, ведущими для электропривода, а процессы изменения остальных его координат — тока, момента, скорости — ведомыми, зависящими от параметров цепи якоря и механической части электропривода и от процессов в цепи возбуждения генератора. Найдем зависимости для изменения скорости, тока и момента во времени, используя исходные формулы (3.109) и (3.110).

Предварительно определим закон изменения ЭДС генератора во времени. Для этого запишем дифференциальное уравнение для цепи обмотки возбуждения генератора

$$U_{в,г} = i_{в,г} R_{о,в,г} + L_{о,в,г} \frac{di_{в,г}}{dt}, \quad (3.111)$$

где $U_{в,г}$ — напряжение возбуждения генератора; $R_{о,в,г}$ и $L_{о,в,г}$ — активное сопротивление и индуктивность обмотки возбуждения генератора

Уравнение (3.111) может быть переписано в виде

$$I_{в,г,уст} = i_{в,г} + T_{в,г} \frac{di_{в,г}}{dt}, \quad (3.112)$$

где $I_{в,г,уст} = U_{в,г}/R_{о,в}$ — установившееся значение тока возбуждения; $T_{в,г} = L_{о,в,г}/R_{о,в,г}$ — электромагнитная постоянная времени обмотки возбуждения.

Примем допущение о том, что индуктивность обмотки возбуждения $L_{о,в,г}$, а, следовательно, и значение постоянной времени $T_{в,г}$ неизменны, что соответствует по существу линеаризации кривой намагничивания генератора $\Phi(I_{в,г})$. Тогда уравнение (3.112) является линейным дифференциальным неоднородным уравнением первого порядка, и его решение имеет вид

$$i_{в,г} = (I_{в,г,нач} - I_{в,г,уст}) e^{-t/T_{в,г}} + I_{в,г,уст}, \quad (3.113)$$

где $I_{в,г,нач}$ — начальное значение тока возбуждения.

При принятом допущении о линеаризации кривой намагничивания генератора его ток возбуждения пропорционален магнитному потоку, который, в свою очередь, при $\omega_r = \text{const}$ пропорционален ЭДС генератора, т. е. $i_{в,г} \sim \Phi \sim$

$\sim e_r$. Тогда (3.113) можно переписать в следующем виде:

$$e_r = (E_{r,нач} - E_{r,уст}) e^{-t/T_{в,г}} + E_{r,уст}. \quad (3.114)$$

Деля обе части выражения (3.114) на $k\Phi$ и учитывая соотношения (3.110), получаем следующее дифференциальное уравнение переходного процесса в системе Г—Д:

$$T_M \frac{d\omega}{dt} + \omega = (\omega_{нач} - \omega_{уст}) e^{-t/T_{в,г}} + \omega_{уст}, \quad (3.115)$$

где $\omega_{уст} = \omega_{уст} - \Delta\omega_c$ — установившаяся скорость ДПТ после окончания переходного процесса.

Общее решение этого дифференциального уравнения имеет вид

$$\omega = \omega_{уст} + C_1 e^{-t/T_{в,г}} + C_2 e^{-t/T_M}, \quad (3.116)$$

где первые два члена правой части представляют собой частное решение уравнения (3.115), а третий — общее решение однородного уравнения $T_M d\omega/dt + \omega = 0$.

Постоянные интегрирования C_1 и C_2 находятся из начальных условий для скорости и ускорения при $t=0$ $\omega = \omega_{нач}$; $d\omega/dt = 0$.

Производная скорости в соответствии с (3.116) выражается как

$$\frac{d\omega}{dt} = -\frac{C_1}{T_{в,г}} e^{-t/T_{в,г}} - \frac{C_2}{T_M} e^{-t/T_M}. \quad (3.117)$$

Подставляя в (3.115) и (3.116) начальные условия, получаем следующие выражения для определения C_1 и C_2 :

$$\omega_{нач} - \omega_{уст} = C_1 + C_2; \quad (3.118)$$

$$0 = -C_1/T_{в,г} - C_2/T_M.$$

Из (3.118) находим выражения для постоянных интегрирования

$$C_1 = \frac{T_{в,г}(\omega_{нач} - \omega_{уст})}{T_{в,г} - T_M}; \quad C_2 = -\frac{T_M(\omega_{нач} - \omega_{уст})}{T_{в,г} - T_M}, \quad (3.119)$$

подстановка которых в (3.116) приводит к следующему выражению для скорости:

$$\omega = \omega_{уст} + \frac{\omega_{нач} - \omega_{уст}}{T_{в,г} - T_M} (T_{в,г} e^{-t/T_{в,г}} - T_M e^{-t/T_M}). \quad (3.120)$$

Формулу для изменения момента ДПТ во времени $M(t)$ получим из уравнения механического движения (1.11), под-

ставив в него выражение (3.120) для скорости и продифференцировав его,

$$M = M_c + \frac{J(\omega_{\text{нач}} - \omega_{\text{уст}})}{T_{\text{в.г}} - T_m} (e^{-t/T_m} - e^{-t/T_{\text{в.г}}}). \quad (3.121)$$

Учитывая, что переходные процессы проходят при неизменном потоке ДПТ, из (3.121) делением обеих частей на $k\Phi$ ДПТ получаем следующую зависимость тока якоря ДПТ от времени:

$$i = I_c + \frac{I_{\text{к.з}} T_m (\omega_{\text{нач}} - \omega_{\text{уст}})}{(T_{\text{в.г}} - T_m) \omega_{\text{уст}}} (e^{-t/T_m} - e^{-t/T_{\text{в.г}}}), \quad (3.122)$$

где $I_{\text{к.з}} = E_{\text{г.уст}}/R_{\text{я}}$ — ток короткого замыкания, соответствующий установившемуся значению ЭДС генератора.

С помощью полученных выражений (3.120) — (3.122) рассчитываются зависимости от времени скорости, момента и тока в переходных процессах при экспоненциальном характере переходных процессов в обмотке возбуждения генератора и постоянном моменте нагрузки M_c .

Проведем качественное рассмотрение переходных процессов пуска, реверса и торможения ДПТ в системе Г—Д входную, т.е. при $M_c = 0$. Переходный процесс в системе характеризуется изменением ЭДС генератора $e_r(t)$, ЭДС двигателя $e_d(t)$, которая согласно формуле $e_d = k\Phi\omega$ в другом масштабе иллюстрирует график изменения скорости ДПТ $\omega(t)$ и тока якоря $i(t)$.

Для анализа рассмотренных переходных процессов будем использовать следующие основные соотношения между переменными электропривода:

$$i = (e_r - e_d)/R_{\text{я}}; \quad (3.123)$$

$$d\omega/dt = M/J = k\Phi i/J, \quad (3.124)$$

с помощью которых может быть обоснованно проведено построение искомых временных зависимостей.

Пуск двигателя осуществляется (см. рис. 3.58) замыканием контактов B (или H), после чего начинается нарастание тока возбуждения и ЭДС генератора по экспоненциальному закону. С учетом того, что $E_{\text{г.нач}} = 0$, на рис. 3.59, a построена зависимость $e_r(t)$, соответствующая формуле (3.114) и характеризующаяся постоянной времени $T_{\text{в.г}}$.

Кривую тока $i(t)$ строим с учетом того, что момент нагрузки на валу ДПТ отсутствует. Вследствие этого начальное и конечное значения тока равны нулю, т.е., другими словами, кривая тока начинается из начала координат и имеет своей асимптотой ось времени t .

В промежутке между нулевыми начальным и конечным значениями ток в якоре достигает своего максимального значения I_{max} . Ток I_{max} и момент времени t_{max} , когда этот максимум имеет место, определяются путем дифференцирования по времени выражения для тока (3.122) и прирав-

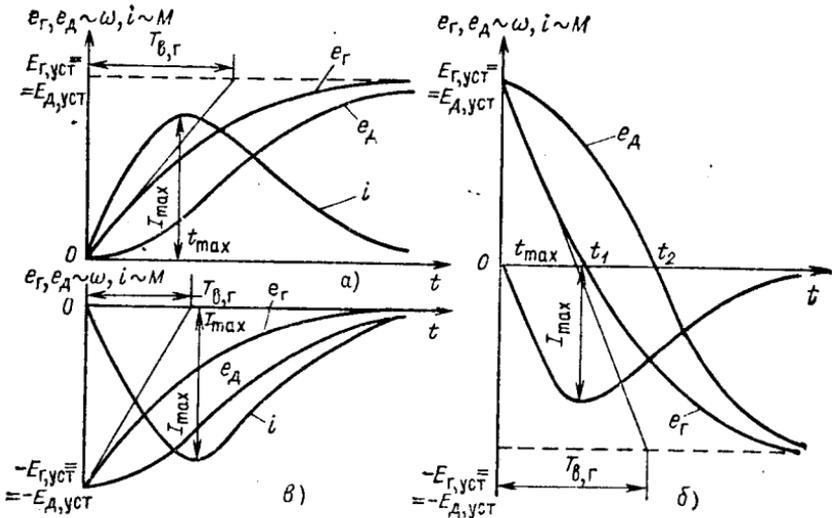


Рис. 3.59. Переходные процессы в системе Г—Д вхолостую: а — пуск; б — реверс; в — торможение

нением нулю найденной производной. Не приводя промежуточных вычислений, запишем конечный результат с учетом того, что $\omega_{нач}=0$, $\omega_{уст}=\omega_{уст}$ и $I_c=0$,

$$I_{max} = I_{к,з} m^{-m/(m-1)}; \quad (3.125)$$

$$t_{max} = T_{в,г} \ln m^{1/(m-1)}, \quad (3.126)$$

где $m = T_{в,г}/T_M$.

Вид кривой тока $i(t)$ при пуске показан на рис. 3.59, а.

Кривую ЭДС ДПТ e_d и его скорости ω строим с учетом полученной зависимости $i(t)$, которая в соответствии с (3.124) пропорциональна производной скорости $d\omega/dt$. Кривая $e_d(t)$ имеет горизонтальные касательные на начальном и конечном интервалах переходного процесса, а в момент времени t_{max} , где ток максимален, она имеет перегиб. Учитывая также, что при $M_c=0$ в соответствии с (3.123) $E_{д,уст}=E_{г,уст}$, а $E_{д,нач}=0$, строим кривую $e_d=(t)$, пока-

занную на рис. 3.59, а. Отметим, что в момент времени t_{max} , когда $i = I_{max}$, согласно (3.123) разность ЭДС генератора и ДПТ максимальна.

Во время пуска ДПТ работает в двигательном режиме, а генератор — в генераторном.

Реверс двигателя осуществляется изменением полярности напряжения возбуждения $U_{в,г}$, для чего (см. рис. 3.58) размыкаются контакты B и замыкаются контакты H . Вследствие этого начинает изменяться по экспоненциальному закону с постоянной времени $T_{в,г}$ ЭДС генератора от начального значения $E_{г,уст}$ до конечного значения $-E_{г,уст}$, как показано на рис. 3.59, б.

Кривая тока при реверсе качественно повторяет кривую тока при пуске, но максимум тока в 2 раза превышает максимум тока при пуске, а сам ток имеет направление, обратное направлению тока при пуске.

На первом интервале процесса ($0 < t < t_1$) $e_d > e_r$ и ДПТ работает в режиме рекуперативного торможения, отдавая запасенную кинетическую энергию электропривода с помощью генератора G и его приводного двигателя в сеть переменного тока. В момент времени t_1 , когда $e_r = 0$, ДПТ работает в режиме динамического торможения.

На интервале времени $t_1 < t < t_2$, когда ЭДС генератора изменила свой знак и стала совпадать по направлению с ЭДС ДПТ, последний переходит в режим торможения противовключением. В момент времени $t = t_2$, когда $e_d = 0$, ДПТ работает в режиме короткого замыкания. На последнем интервале реверса при $t > t_2$, когда ЭДС ДПТ изменила свой знак, он переходит в двигательный режим. Таким образом, за время реверса ДПТ проходит все возможные энергетические режимы работы.

Торможение двигателя осуществляется отключением обмотки возбуждения от источника питания и замыканием ее на разрядный резистор R_p (см. рис. 3.58). В результате этого начинает уменьшаться ток возбуждения и ЭДС генератора по экспоненциальному закону с постоянной времени

$$T'_{в,г} = \frac{L_{о,в,г}}{R_{о,в,г} + R_p}. \quad (3.127)$$

Процесс уменьшения ЭДС генератора при торможении показан на рис. 3.59, в. Характер изменения тока аналогичен характеру предыдущих рассмотренных режимов пуска и реверса: начальное и конечное значения тока равны нулю, а в момент t_{max} имеет место максимум тока I_{max} .

Аналогичный пуску и реверсу характер имеет кривая ЭДС и скорости ДПТ; в начальный и конечный моменты времени переходного процесса касательные к этой кривой горизонтальны, а в момент t_{max} в кривой имеет место перегиб. В течение всего времени торможения $e_d > e_r$, в соответствии с чем ДПТ работает в режиме рекуперативного торможения.

Переходные процессы в системе Г—Д при наличии момента нагрузки на валу ДПТ принципиально мало чем отличаются от рассмотренных выше процессов при отсутствии нагрузки и подробно рассмотрены в [35].

б) Формирование переходных процессов в системе Г—Д

Характерной особенностью системы Г—Д является большая электромагнитная инерционность обмотки возбуждения генератора, значительно превосходящая инерционность обмотки якоря. Так, если значение электромагнитной постоянной времени T_n обмоток якоря обычно составляет сотые или даже тысячные доли секунды, то постоянная времени обмоток возбуждения машин постоянного тока мощностью до 15 кВт лежит в пределах 0,1—0,6 с, до 75 кВт—0,8—0,9 с, а до 3000 кВт и выше—2—4 с. Это обстоятельство приводит к тому, что переходные процессы в системе Г—Д, если не предпринять специальных мер, оказываются очень длительными. Такое положение является нежелательным, особенно для рабочих машин, в которых переходные процессы составляют основную часть технологического цикла. К ним относятся, например, реверсивные станы металлургической промышленности, которые по условиям технологии должны производить 15—20 реверсов в минуту. Замедленные переходные процессы приведут к существенному снижению их производительности.

Для устранения этого недостатка в системе Г—Д часто осуществляют формирование или, как еще говорят применительно к системе Г—Д, форсирование переходных процессов. В общем случае форсирование переходных процессов может обеспечиваться с помощью обратных связей в замкнутой системе или параметрическими способами.

Эффект форсирования переходных процессов в замкнутой системе Г—Д обычно достигается за счет использования отрицательных обратных связей. Для примера рассмотрим процесс пуска ДПТ при наличии отрицательной обратной связи по скорости. При малых скоростях ДПТ

сигнал обратной связи небольшой и в системе за счет действия полного задающего сигнала имеет место избыточный повышенный суммарный сигнал управления. Это приведет к подаче на обмотку возбуждения генератора повышенного напряжения и как следствие этого к более быстрому нарастанию тока возбуждения, ЭДС генератора и скорости ДПТ. По мере роста последней увеличивается сигнал обратной связи, суммарный сигнал управления снижается и повышенное напряжение с обмотки возбуждения снимается.

Параметрические способы форсирования переходных процессов в системе Г—Д реализуются более простыми техническими средствами и исторически стали осуществляться раньше. Рассмотрим параметрический способ форсирования переходных процессов в системе Г—Д.

Форсирование процесса пуска ДПТ. Сущность форсирования состоит в повышении на время пуска напряжения на обмотке возбуждения генератора. Для снятия избыточного напряжения при достижении установившегося режима в цепь возбуждения вводится добавочный резистор R_{Φ} , называемый форсировочным. По способу введения R_{Φ} различают форсирование без отсечки и форсирование с отсечкой.

Форсирование без отсечки реализуется в схеме рис. 3.60, а. На выводы цепи возбуждения подается повышенное в α раз напряжение воз-

буждения $\alpha U_{в.ном}$. Коэффициент $\alpha > 1$ получил название коэффициента форсировки. В цепь обмотки возбуждения включается резистор форсировки R_{Φ} , сопротивление которого выбирается по условию обеспечения в установившемся режиме номинального тока возбуждения,

$$R_{\Phi} = \alpha U_{в.ном} / I_{в.ном} - R_{о.в.г} \quad (3.128)$$

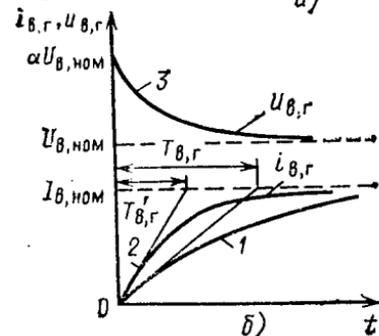
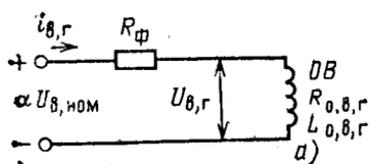


Рис. 3.60. Форсирование процесса пуска в системе Г—Д без отсечки: а — схема включения обмотки возбуждения генератора; б — кривые изменения напряжения и тока возбуждения

На рис. 3.60, б показаны кривые изменения тока возбуждения и напряжения на обмотке возбуждения в течение переходного процесса. Для сравнения на этом же рисунке приведена кривая 1 изменения тока возбуждения при обычном (без форсирования) пуске, который характеризуется постоянной времени $T_{в,г} = L_{о,в,г}/R_{о,в,г}$.

В схеме с форсированием рис. 3.60, а процесс возбуждения генератора соответствует кривой 2, характеризуется меньшей постоянной времени $T'_{в,г} = L_{о,в,г}/(R_{ф} + R_{о,в,г}) < T_{в,г}$ и идет быстрее. Это достигается, как уже отмечалось, за счет повышения в период пуска напряжения на обмотке возбуждения, что иллюстрирует кривая 3 на рис. 3.60, а. В первый момент все повышенное напряжение прикладывается к обмотке возбуждения, а затем, по мере роста тока возбуждения и увеличения падения напряжения на резисторе $R_{ф}$, напряжение на обмотке возбуждения снижается.

Форсирование с отсечкой осуществляется по схеме рис. 3.61, а. В отличие от схемы рис. 3.60, а в ней предусмотрено дополнительное реле форсировки $PФ$, обмотка которого включена на якорь генератора, а размыкающий контакт присоединен параллельно резистору форсировки $R_{ф}$. Реле форсировки $PФ$ с помощью регулировочного резистора настраивается таким образом, что оно срабатывает при ЭДС

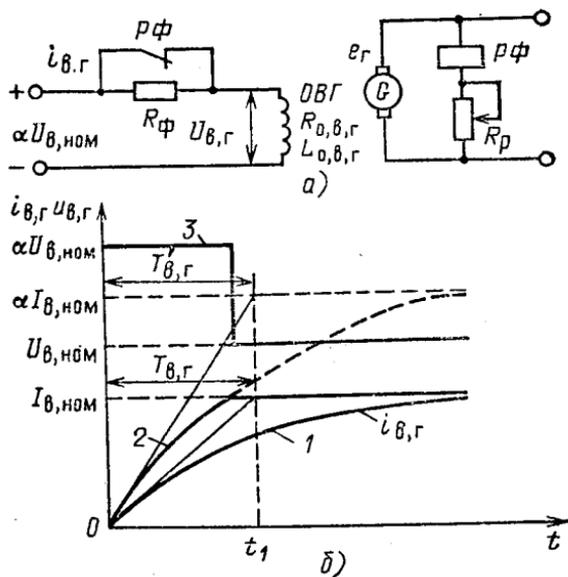


Рис. 3.61. Форсирование процесса пуска в системе Г—Д с отсечкой:

а — схема включения обмотки возбуждения генератора; б — кривые изменения напряжения и тока возбуждения

генератора, равной $0,95 E_{г,уст}$. Рассмотрим работу схемы при этих условиях ее настройки.

При подаче повышенного напряжения $\alpha U_{в,ном}$ на выводы цепи возбуждения по экспоненте с постоянной времени $T_{в,г} = L_{о,в,г}/R_{о,в,г}$ начинает возрастать ток возбуждения (кривая 2 на рис. 3.61, б), который, поскольку R_{ϕ} закорочено, стремится к своему установившемуся значению $\alpha I_{в,ном}$. Пропорционально току возбуждения возрастает ЭДС генератора. В течение всего времени возбуждения генератора к обмотке возбуждения прикладывается неизменное повышенное напряжение $\alpha U_{в,ном}$, что иллюстрируется кривой 3 на рис. 3.61, б.

При достижении ЭДС генератора в момент времени t_1 значения $0,95 E_{г,уст}$, т.е. при практическом завершении процесса возбуждения, срабатывает реле $P\Phi$ и размыкает свой контакт. В цепь обмотки возбуждения вводится резистор R_{ϕ} , ограничивая ток возбуждения на заданном (номинальном) уровне. По сравнению с обычным процессом возбуждения (кривая 1 на рис. 3.61, б) форсирование обеспечило более короткое время возбуждения генератора, что и повлечет за собой сокращение общего времени пуска ДПТ.

Форсирование процесса торможения ДПТ. Форсирование торможения в системе Г—Д рассматриваемым параметрическим способом достигается за счет соответствующего подбора разрядного резистора R_p (см. рис. 3.58). Как видно из (3.127), постоянная времени $T'_{в,г}$, характеризующая процесс снижения тока возбуждения в обмотке генератора при торможении ДПТ, обратно пропорциональна сопротивлению резистора R_p . Поэтому при необходимости ускорить процесс торможения следует увеличить разрядное сопротивление.

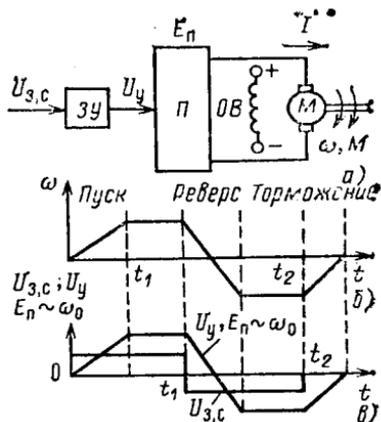
Необходимо отметить, что как при пуске, так и при торможении форсирование вызывает увеличение максимального значения тока в якорной цепи.

в) Переходные процессы и их формирование в системе вентильный преобразователь — двигатель

Основная особенность переходных процессов в этой системе и одновременно их отличие от процессов в системе электромашинный преобразователь — двигатель заключаются в малой инерционности преобразователя. Это позволяет простыми средствами осуществлять формирование

Рис. 3.62. К понятию формирования переходных процессов в системе П—Д:

а — схема; б — заданный график скорости; в — изменение сигналов управления и ЭДС преобразователя



переходных процессов в электроприводе, т.е. обеспечивать требуемый характер изменения во времени скорости, тока и момента ДПТ.

Формирование переходных процессов в системе осуществляется за счет соответствующего регулирования ЭДС преобразователя E_p . Допустим, что скорость ДПТ в системе П—Д (рис. 3.62, а) должна изменяться по графику, близкому к показанному на рис. 3.62, б. В соответствии с этим графиком ДПТ в момент времени $t=0$ пускается, затем в момент t_1 реверсируется, а в момент t_2 тормозится. Для реализации этого графика скорости в момент $t=0$ скачкообразно подается задающий сигнал по скорости $U_{3,c}$, в момент времени t_1 он скачкообразно изменяется и становится равным $-U_{3,c}$, а в момент времени t_2 этот сигнал снимается.

Если не предпринять специальных мер по формированию заданного графика скорости, то переходные процессы будут существенно отличаться от заданных и из-за малой инерционности преобразователя будут характеризоваться недопустимо большими бросками тока и момента.

Возможности формирования требуемого характера переходных процессов с помощью обратных связей и параметрическими способами были показаны ранее. Здесь рассматривается специфичный для системы П—Д способ, связанный с использованием специального задающего устройства системы ZU (рис. 3.62, а), которое иногда называют задатчиком интенсивности. Назначение этого задающего устройства состоит в том, чтобы преобразовать ступенчатый задающий сигнал скорости $U_{3,c}$ в управляющий сигнал U_y , который будет изменяться во времени по некоторому наперед заданному закону. Обычно используется линейный закон изменения сигнала U_y во времени. Сигнал U_y , поступающий на вход преобразователя Π , вызовет пропорциональ-

ное изменение его ЭДС (рис. 3.62, а) и соответствующее изменение скорости ДПТ, показанное на рис. 3.62, б.

Переходные процессы при этом в общем случае описываются уравнениями (3.109) и (3.110). Получим с их помощью зависимости изменения скорости, тока и момента ДПТ в переходных процессах в предположении, что сигнал управления U_y и ЭДС преобразователя изменяются во времени по линейному закону,

$$e_{\Pi} = E_{\Pi, \text{нач}} + k_E t, \quad (3.129)$$

где $E_{\Pi, \text{нач}}$ — начальное значение ЭДС преобразователя; k_E — коэффициент, характеризующий скорость изменения e_{Π} во времени, В/с.

С учетом (3.110) и (3.129) исходное дифференциальное уравнение (3.109) примет вид

$$T_M \frac{d\omega}{dt} + \omega = \varepsilon t + \omega_{\text{нач}} - \Delta\omega_c, \quad (3.130)$$

где $\omega_{\text{нач}} = E_{\Pi, \text{нач}} / (k\Phi)$; $\varepsilon = k_E / (k\Phi)$; $\Delta\omega_c = M_c / \beta$.

Частное решение (3.130), представляющее собой принужденную составляющую процесса, ищем в виде

$$\omega_{\text{пр}} = \varepsilon t + A. \quad (3.131)$$

Постоянная A определяется подстановкой $\omega_{\text{пр}}$ в (3.130) и приравниванием коэффициентов, содержащих время t . После выполнения соответствующих преобразований получаем

$$A = \omega_{\text{нач}} - \Delta\omega_c - T_M \varepsilon. \quad (3.132)$$

Общее решение уравнения (3.130) имеет вид

$$\omega = \varepsilon t + \omega_{\text{нач}} - \Delta\omega_c - T_M \varepsilon + C e^{-t/T_M}, \quad (3.133)$$

где последний член правой части представляет собой свободную составляющую переходного процесса.

Для нахождения постоянной C используем начальные условия: при $t=0$ $\omega = \omega_{\text{нач}}$, следовательно,

$$C = \omega_{\text{нач}} - \omega_{\text{нач}} + \Delta\omega_c + T_M \varepsilon. \quad (3.134)$$

Окончательно решение уравнения (3.130) с учетом (3.134) принимает вид

$$\omega = \varepsilon t + (\omega_{\text{нач}} - \Delta\omega_c - T_M \varepsilon)(1 - e^{-t/T_M}) + \omega_{\text{нач}} e^{-t/T_M}. \quad (3.135)$$

Выражение для изменения момента ДПТ во времени найдем, используя формулу (1.11). Выполнив дифференцирование и необходимые преобразования, получим

$$M = M_c + J\varepsilon + \frac{J(\omega_{\text{нач}} - \omega_{\text{нач}} - T_M \varepsilon - \Delta\omega_c) e^{-t/T_M}}{T_M}. \quad (3.136)$$

Из (3.136) делением обеих частей на $k\Phi$ получаем выражение для изменения тока ДПТ во времени

$$i = I_c + \frac{I_{к.з} [T_M \varepsilon + (\omega_{\text{нач}} - T_M \varepsilon - \Delta\omega_c) e^{-t/T_M}]}{\omega_{\text{уст}}}. \quad (3.137)$$

Полученные выражения (3.135) — (3.137) описывают переходные процессы в системе П—Д без учета электромагнитной инерции преобразователя и цепи якоря ДПТ при линейном изменении во времени ЭДС преобразователя и постоянном моменте нагрузки M_c . Отметим, что изменение угла поворота вала ДПТ во времени можно найти путем интегрирования (3.135).

Ограничимся для примера рассмотрением типовых переходных процессов при отсутствии момента нагрузки на валу ДПТ.

Пуск ДПТ. При пуске ДПТ график изменения во времени сигнала управления $U_y(t)$, ЭДС преобразователя $e_n(t)$ и скорости холостого хода $\omega_0(t)$ состоит из двух участков. На первом участке эти величины изменяются по линейному закону от нуля до установившегося (номинального) значения, а затем на втором участке пуска они остаются неизменными. Математически для скорости холостого хода это выражается следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \omega_0(t) &= \varepsilon_n t \text{ при } 0 < t \leq t_{\text{но}}; \\ \omega_0 &= \omega_{\text{уст}} \text{ при } t > t_{\text{но}}, \end{aligned} \right\} \quad (3.138)$$

где $\omega_{\text{уст}}$ — скорость холостого хода на верхней характеристике; $t_{\text{но}}$ — время нарастания сигнала управления u_y с производной $\varepsilon = \varepsilon_n$. Зависимость $\omega_0(t)$ показана на рис. 3.63, а ломаной линией 1.

При пуске с нулевыми начальными условиями и $M_c = 0$ ($\omega_{\text{нач}} = \omega_{\text{нач}} = \Delta\omega_c = 0$) выражения для скорости и мо-

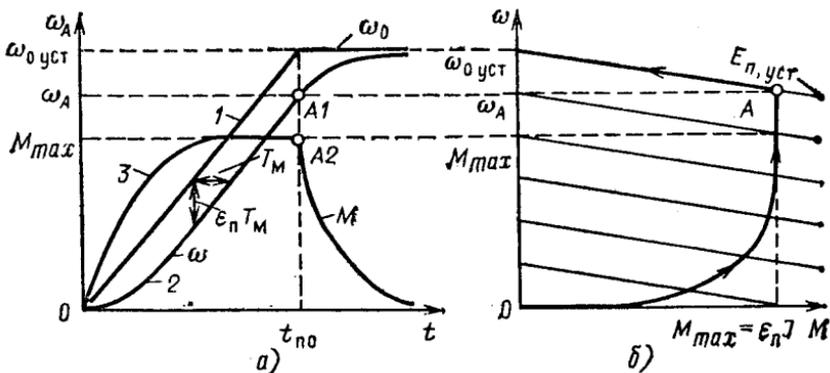


Рис. 3.63. Пуск ДПТ вхолостую в системе П—Д при использовании задатчика интенсивности:

а — графики переходного процесса; б — механические характеристики

мента для первого интервала времени $0 < t \leq t_{п0}$ приобретают вид

$$\omega = \epsilon_n t - \epsilon_n T_m (1 - e^{-t/T_m}); \quad (3.139)$$

$$M = J \epsilon_n (1 - e^{-t/T_m}). \quad (3.140)$$

Зависимости $\omega(t)$ и $M(t)$, соответствующие этим выражениям, изображены кривыми 2 и 3 на рис. 3.63, а.

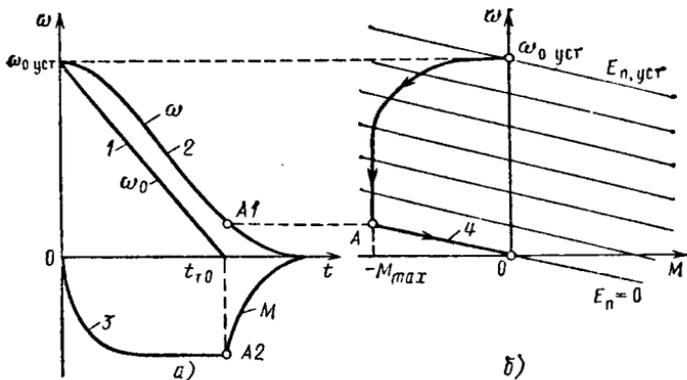
При $t > 3T_m$ момент ДПТ становится практически постоянным, а скорость изменяется по линейному закону. Действительно, при этом $e^{-t/T_m} \approx 0$ и выражения (3.139) и (3.140) приобретают вид

$$\omega = \epsilon_n t - \epsilon_n T_m = \omega_0 - \epsilon_n T_m; \quad (3.141)$$

$$M = J \epsilon_n = M_{max}. \quad (3.142)$$

Из (3.138) и (3.141) следует, что при $t < t_{п0}$ скорость ДПТ меньше скорости холостого хода на $\omega_0 - \omega = \epsilon_n T_m$, а отставание по времени равно механической постоянной времени T_m . Отметим, что кривая момента $M(t)$ в другом масштабе отражает кривую тока $i(t)$.

На втором этапе переходного процесса при $t > t_{п0}$ $\epsilon_n = \epsilon_{n,уст} = \text{const}$; $\omega_0(t) = \text{const}$ и зависимости скорости и момента соответствуют выражениям (1.37) и (1.38), полу-



Р и с. 3.64. Торможение ДПТ в системе П—Д при использовании задатчика интенсивности:
 а — графики переходного процесса; б — механические характеристики

ченным при рассмотрении механических переходных процессов.

На рис. 3.63, б процесс пуска ДПТ показан на плоскости механических характеристик ДПТ $\omega(M)$, которая может рассматриваться как фазовая плоскость с координатами ω и M . Точка, изображающая фазовое состояние ДПТ, перемещается из начала координат по искусственным характеристикам ДПТ, соответствующих следующим значениям ЭДС преобразователя: $0 \leq e_n \leq E_{n,уст}$. В точке А, когда ЭДС преобразователя достигает своего установившегося значения, начинается второй этап переходного процесса.

Торможение ДПТ. Торможение осуществляется за счет уменьшения ЭДС преобразователя и тем самым скорости идеального холостого хода на интервале времени $0 < t \leq t_{r0}$ по линейному закону

$$\omega_0(t) = \omega_{0уст} - \epsilon_T t, \quad (3.143)$$

что соответствует линии 1 на рис. 3.64, а.

Учитывая, что при торможении вхолостую $\Delta\omega_c = 0$, $\omega_{0нач} = \omega_{нач} = \omega_{0уст}$, из (3.135) и (3.136) получаем при замене $\epsilon = \epsilon_T$ следующие выражения:

$$\omega = \omega_{0уст} - \epsilon_T t + \epsilon_T T_M (1 - e^{-t/T_M}); \quad (3.144)$$

$$M = -J\epsilon_T (1 - e^{-t/T_M}), \quad (3.145)$$

которым соответствуют кривые 2 и 3 на рис. 3.64, а. Отметим, что и в этом случае при $t > 3T_m$ сохраняются отмеченные выше интервалы T_m между кривыми $\omega_0(t)$ и $\omega(t)$ по горизонтали и εT_m по вертикали.

Второй этап переходного процесса начинается в точке A_1 , когда ЭДС преобразователя становится равной нулю. Точка A_1 на рис. 3.64, а соответствует точке A на плоскости механических характеристик рис. 3.64, б, которая располагается на характеристике динамического торможения 4. Таким образом, второй этап переходного процесса соответствует динамическому торможению ДПТ, в то время как на первом этапе при $0 < t \leq t_{p0}$ имеет место рекуперативное торможение. Изменение скорости и момента на втором этапе соответствует механическому переходному процессу и описывается выражениями (1.37) и (1.38).

Реверс двигателя. При реверсе ДПТ скорость холостого хода изменяется на первом этапе $0 < t \leq t_{p0}$ в соответствии с выражением (3.143), от $\omega_{0уст}$ до $-\omega_{0уст}$, а на втором этапе $t > t_{p0}$ она остается постоянной и равной $-\omega_{0уст}$. Этот график изображен на рис. 3.65, а линией 1. Начальные условия при реверсе соответствуют начальным условиям при торможении, поэтому аналитически зависимости $\omega(t)$ и $M(t)$ выражаются формулами (3.144) и

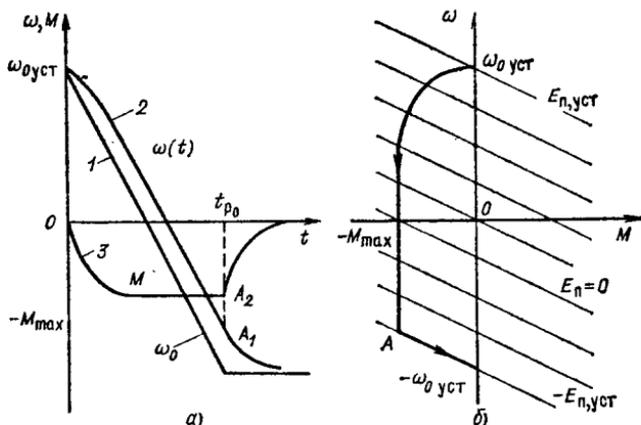


Рис. 3.65. Реверс ДПТ вхолостую в системе П—Д при использовании датчика интенсивности:

а — графики переходного процесса; б — механические характеристики

(3.145), а графически изображаются кривыми 2 и 3 на рис. 3.65, а.

Отличие переходного процесса при реверсе от процесса при торможении состоит в том, что он не заканчивается на характеристике динамического торможения $E_n=0$, а продолжается дальше до выхода в точке А на характеристику, соответствующую $-E_{n,уст}$ (рис. 3.65, б). Далее продолжается механический переходный процесс разбега ДПТ по этой характеристике, что соответствует второму этапу реверса.

Переходные процессы в системе П—Д при наличии момента нагрузки M_c на валу ДПТ подробно рассмотрены в [34].

3.14. ОПТИМИЗАЦИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПО ПРИНЦИПУ ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ КООРДИНАТ

Эффективным средством формирования переходных процессов с заданным качеством является принцип подчиненного регулирования координат электропривода. Его сущность состоит в том, что для регулирования каждой координаты электропривода используется отдельный регулятор (см. рис. 2.9) и соответствующая жесткая отрицательная обратная связь. Контуры регулирования координат образуют при этом concentрическую систему, в которой каждый внутренний контур управляется сигналом от внешнего контура, т. е. является подчиненным по отношению к нему. Такое построение позволяет произвести оптимальную настройку с заданным качеством каждого контура и одновременно подчинить работу всех внутренних контуров регулированию основной выходной координаты системы.

В общем случае настройка контуров и выбор параметров регуляторов координат производятся по техническому (модульному) или симметричному оптимуму.

При техническом оптимуме с помощью регулятора обеспечивается следующая желаемая передаточная функция разомкнутого оптимизированного контура:

$$W_{p,о(техн)} = \frac{1}{k_{o,c} 2T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1)}, \quad (3.146)$$

где T_{μ} — некоторая постоянная времени контура; $k_{o,c}$ — коэффициент обратной связи.

При реализации такой передаточной функции переходный процесс в контуре отображается кривой рис. 2.10 и характеризуется перерегулированием $\Delta X=4,3\%$ и временем регулирования $t_1=4,1T_{\mu}$.

Настройка на технический оптимум системы производится исходя из того условия, что постоянные времени каждого последующего контура больше предыдущего в 2 раза, т. е. $T_{\mu i}/T_{\mu i-1} = 2$, где i — номер контура. Такая настройка обеспечивает следующие показатели переходного процесса: при $i=2$ $\Delta X=8\%$, $t_1=7T_{\mu}$; при $i=3$ $\Delta X=6,2\%$, $t_1=13,6T_{\mu}$.

При настройке контура на симметричный оптимум передаточная функция разомкнутого оптимизированного контура имеет вид

$$W_{p,о}(\text{сим}) = \frac{4T_{\mu} p + 1}{k_{o,c} 8T_{\mu}^2 p^2 (T_{\mu} p + 1)} \quad (3.147)$$

Такая настройка в электроприводе обеспечивает астатическое регулирование координат и высокое быстродействие при обработке возмущающих воздействий, но переходные процессы при скачкообразных изменениях управляющих воздействий происходят с большим перерегулированием, достигающим до 55 %.

В системах автоматизированного электропривода постоянного и переменного тока в общем случае осуществляется регулирование тока, момента, напряжения, ЭДС, магнитного потока, скорости и положения как по техническому, так и по симметричному оптимумам. Здесь рассматриваются принципы построения и расчета электропривода по системе тиристорный преобразователь — ДПТ независимого возбуждения (ТП—ДПТ НВ), в котором осуществляется регулирование скорости по принципу подчиненного регулирования с настройкой контуров на технический оптимум.

а) Система регулирования скорости

Упрощенная структурная схема системы ТП—ДПТ НВ представлена на рис. 3.66, а, где элементы привода — преобразователь P и ДПТ M — представлены своими передаточными функциями, k_n и T_n — коэффициент усиления и постоянная времени преобразователя; T_n и T_m — постоянные времени соответственно цепи ДПТ и механической части привода.

Расчет и проектирование схемы управления электроприводом по принципу последовательной коррекции начинают с построения контура тока. Для этого в цепь управления вводится регулятор тока PT (рис. 3.66, б) с неизвестной пока передаточной функцией $W_{p,t}$, на вход которого подаются сигналы задающей $U_{a,t}$ и отрицательной обратной связи по току $U_{o,t} = k_t I$.

Искомая передаточная функция регулятора тока $W_{p,t}$ ищется путем приравнивания желаемой передаточной функции разомкнутого оптимизированного контура (3.146) и передаточной функции $W_{раз,t}$, образованной регулятором тока PT , преобразователем P и якорем $ЦЯ$ (P и

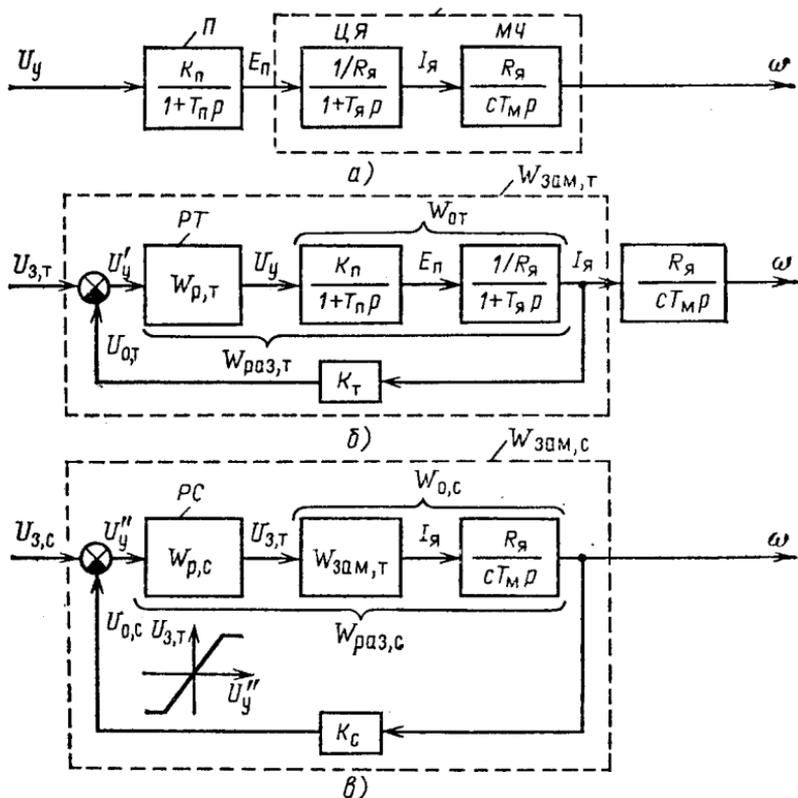


Рис. 3.66. Система регулирования скорости, построенная по принципу последовательной коррекции:
 а — схема электропривода; б — образование контура тока; в — образование контура скорости

ЦЯ образуют объект регулирования для контура тока с передаточной функцией $W_{0,т}$,

$$\frac{1}{k_T \cdot 2T_M p (T_M p + 1)} = W_{p,т} \frac{k_n}{(T_n p + 1)} \frac{1/R_я}{(T_я p + 1)}, \quad (3.148)$$

откуда получаем

$$W_{p,т} = \frac{(T_n p + 1)(T_я p + 1) R_я}{k_T k_n \cdot 2T_M p (T_M p + 1)}. \quad (3.149)$$

Обычно принимают постоянную времени контура тока T_μ равной небольшой (около 0,01 с) постоянной времени преобразователя T_σ .

Тогда передаточная функция регулятора тока принимает вид

$$W_{p,t} = T_{я}/T_{и} + 1/(pT_{и}), \quad (3.150)$$

где $T_{и} = k_T k_{п} \cdot 2T_{п}/R_{я}$ — постоянная времени регулятора.

Из (3.150) видно, что регулятор тока для рассматриваемого случая представляет собой пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор.

Передаточная функция замкнутого контура тока определится как

$$W_{зам,t} = \frac{W_{раз,t}}{1 + W_{раз,t} k_T} = \frac{1/k_T}{2T_{п} p (T_{п} p + 1) + 1}, \quad (3.151)$$

т. е. замкнутый контур представляет собой систему второго порядка с малой постоянной времени $T_{п}$. Другими словами, введение регулятора тока с передаточной функцией вида (3.150) позволило скомпенсировать большую постоянную времени цепи якоря $T_{я}$ и обеспечить оптимальный характер переходных процессов с отмеченными ранее показателями (см. рис. 2.10).

После расчета контура тока производится расчет и построение контура скорости. Для этого в систему вводятся регулятор скорости РС с неизвестной пока передаточной функцией $W_{p,c}$ и отрицательная обратная связь по скорости с коэффициентом k_0 (рис. 3.66, в). После образования контура скорости контур тока, представленный на рис. 3.65, в передаточной функцией $W_{зам,t}$, оказался внутренним (подчиненным) для контура скорости, так как управляющий сигнал $U_{з,t}$ на регулятор тока поступает с выхода регулятора скорости.

Передаточную функцию регулятора скорости определяют, как и для регулятора тока, по передаточной функции объекта регулирования скорости $W_{0,c}$, состоящему из контура тока и механической части привода, и желаемой передаточной функции разомкнутой системы регулирования скорости $W_{раз,c}$.

Если пренебречь в (3.151) членом второго порядка $2T_{п}^2 p^2$, то передаточная функция $W_{0,c}$ примет вид

$$W_{0,c} = \frac{R_{я}}{k_T c T_{м} p (2T_{п} p + 1)}. \quad (3.152)$$

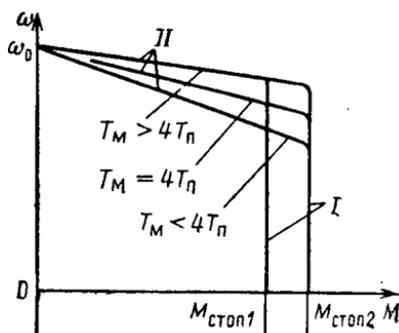
Желаемая передаточная функция разомкнутой системы $W_{раз,c}$ определяется выражением (3.146) при подстановке в него $k_{0,c} = k_0$ и $T_{\mu} = 2T_{п}$

$$W_{раз,c} = \frac{1}{4k_c T_{п} p (2T_{п} p + 1)}. \quad (3.153)$$

Разделив выражение (3.153) на (3.152), получим искомую передаточную функцию регулятора скорости $W_{p,c}$

$$W_{p,c} = \frac{W_{раз,c}}{W_{0,c}} = \frac{k_T c T_{м}}{4k_c T_{п} R_{я}} = k_{p,c}. \quad (3.154)$$

Рис. 3.67. Статические механические характеристики ДПТ независимого возбуждения в системе подчиненного регулирования с ограничением тока якоря



Из (3.154) следует, что регулятор скорости представляет собой пропорциональный (Π) регулятор, при включении которого оказывается скомпенсирована другая значительная постоянная времени электропривода T_M .

Передаточная функция замкнутой системы имеет вид

$$W_{зам,с} = \frac{W_{раз,с}}{1 + W_{раз,с} k_c} = \frac{1/k_c}{4T_{\Pi} p (2T_{\Pi} p + 1) + 1} \quad (3.155)$$

т. е. вся система электропривода представляет собой колебательное звено второго порядка, и в ней за счет настройки регуляторов тока и скорости в соответствии с их передаточными функциями обеспечивается оптимальное регулирование тока и скорости.

Рассмотрим статические характеристики электропривода, построенного по принципу подчиненного регулирования координат с последовательной коррекцией.

Большое достоинство систем с подчиненным регулированием состоит в простоте ограничения координат электропривода. Так, для ограничения тока якоря ДПТ и, следовательно, его момента необходимо ограничить на соответствующем уровне выходное напряжение регулятора скорости $U_{з,т}$. Для этого статическая характеристика регулятора скорости РС должна иметь ограничение, как показано на рис. 3.66, в. В результате этого обеспечивается участок I статических характеристик электропривода, показанных на рис. 3.67.

Выражение для участка II статической механической характеристики ДПТ может быть получено из условия равенства нулю напряжения управления на входе регулятора тока. При этом после несложных преобразований можно получить следующее выражение:

$$\omega = \frac{U_{з,с}}{k_c} - \frac{4T_{\Pi} R_{я}}{c^2 T_M} M. \quad (3.156)$$

Статические механические характеристики электропривода, построенные по (3.156) для разных соотношений T_{Π} и T_M , показаны на рис. 3.67. Так как параметры регуляторов выбираются из условия обеспечения заданного качества переходного процесса, то жесткость механических характеристик на участке II оказывается неконтролируемой и обычно невысокой. Отметим, что при симметричном оптимуме ста-

тические характеристики привода на участке II горизонтальны, т. е. электропривод является астатической системой по скорости.

б) Техническая реализация систем подчиненного регулирования

Широкому распространению систем подчиненного регулирования способствует помимо отмеченных достоинств выпуск промышленностью унифицированной блочной системы регуляторов (УБСР).

Эта система имеет несколько ветвей: аналоговую, выполняемую на обычных элементах электроники УБСР-А и на интегральных микросхемах УБСР-АИ, и цифровую — на обычных элементах УБСР-Д и на интегральных микросхемах УБСР-ДИ.

Аналоговая ветвь УБСР-А состоит из небольшого количества элементов — транзисторных усилителей постоянного тока, датчиков регулируемых параметров и командных задающих устройств, функциональных преобразователей и источников питания. В системе принят электрический сигнал постоянного тока напряжением 0 ± 24 В, 0 ± 10 мА, что позволяет собирать элементы системы в разных сочетаниях и выполнять их на базе серийных транзисторов общего назначения.

Основным элементом системы, с помощью которого выполняются схемы различных регуляторов электропривода, служит операционный усилитель постоянного тока УПТ-3 с высоким коэффициентом усиления (более 1000) и относительно малым дрейфом нуля.

Вторым типом усилителя системы УБСР-А является усилитель мощности УПТ-5, предназначенный для работы с внешними исполнительными устройствами с параметрами входных сигналов, отличающимися от принятых в системе. Кроме того, усилитель УПТ-5 можно использовать в качестве операционного.

При введении соответствующих обратных связей операционный усилитель может обеспечивать масштабное преобразование (усиление или ослабление) входной величины, ее интегрирование или дифференцирование, а также осуществлять пропорционально-интегральный (ПИ) и интегрально-пропорционально-дифференциальный (ИПД) законы управления электроприводом.

Для примера на рис. 3.68 показаны схемы П- и ПИ-регуляторов, собранных на базе операционного усилителя ОУ. Сигнал на выходе П-регулятора (рис. 3.68, а) пропорционален входному, т. е. $U_{\text{вых}} = kU_{\text{вх}}$, где $k = R_{0,c}/R_1$, откуда передаточная функция П-регулятора

$$W(p) = U_{\text{вых}}(p)/U_{\text{вх}}(p) = k. \quad (3.157)$$

Сигнал на выходе ПИ-регулятора (рис. 3.68, б) пропорционален входному сигналу и интегралу от входного сигнала, т. е.

$$U_{\text{вых}} = kU_{\text{вх}} + \frac{k}{T_0} \int U_{\text{вх}} dt, \quad (3.158)$$

где $T_0 = R_{0,c}C$, $k = R_{0,c}/R_1$.

Передаточная функция ПИ-регулятора, соответствующая выражению (3.158), имеет вид

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{k(T_0 p + 1)}{T_0 p} = k + \frac{1}{T_{\text{и}} p}, \quad (3.159)$$

где $T_{\text{и}} = T_0/k = R_1 C$.

Рассмотрим порядок расчета параметров регуляторов системы с подчиненным регулированием координат, реализуемых на базе операционных усилителей. Основой этого расчета является условие эквивалентности требуемых передаточных функций регуляторов тока (3.150) и скорости (3.154) и передаточных функций ПИ-регулятора (3.159) и П регулятора (3.157). Для реализации передаточной функции регулятора тока вида (3.150) параметры ПИ-регулятора (рис. 3.68, б) должны удовлетворять следующим условиям:

$$\left. \begin{aligned} k &= R_{0,c}/R_1 = T_{\text{л}}/T_{\text{и}} = T_{\text{л}}/(R_1 C); \\ T_{\text{и}} &= R_1 C = 2T_{\text{и}} k_{\text{т}} k_{\text{п}}/R_{\text{л}}. \end{aligned} \right\} \quad (3.160)$$

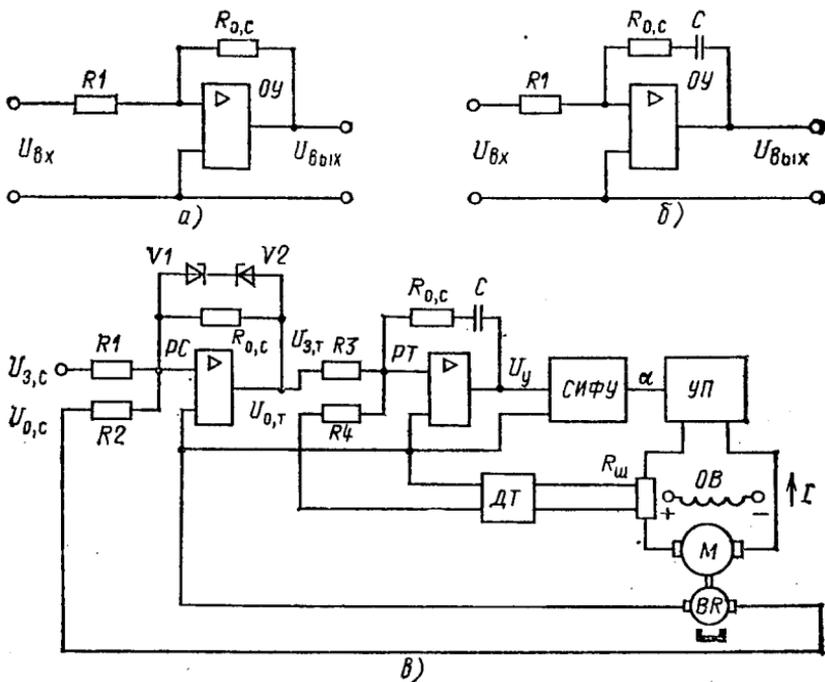


Рис. 3.68. К технической реализации электропривода с подчиненным регулированием координат: а — схема ПИ-регулятора скорости; б — схема ПИ-регулятора тока; в — структурная схема электропривода

которые после несложных преобразований можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} R_{0,c} C &= T_{\text{я}} = T_0; \\ R_1 C &= 2T_{\text{п}} k_T k_{\text{п}} / R_{\text{я}}. \end{aligned} \right\} \quad (3.161)$$

Для реализации передаточной функции регулятора скорости вида (3.154) параметры П-регулятора (рис. 3.68, а) должны удовлетворять следующим условиям:

$$k = R_{0,c} / R_1 = k_T c T_M / (4k_c T_{\text{п}} R_{\text{я}}) = k_{\text{р,с}}. \quad (3.162)$$

Пример расчета параметров регуляторов системы с подчиненным регулированием координат приведен в [13].

На рис. 3.68, в приведена структурная схема электропривода постоянного тока с подчиненным регулированием координат. Двигатель *M* получает питание от управляемого вентиляционного преобразователя УП. На валу ДПТ установлен тахогенератор *BR*, вырабатывающий сигнал обратной связи по скорости $U_{0,c} = k_c \omega$. Этот сигнал поступает на вход регулятора скорости *PC* вместе с сигналом задания скорости $U_{3,c}$.

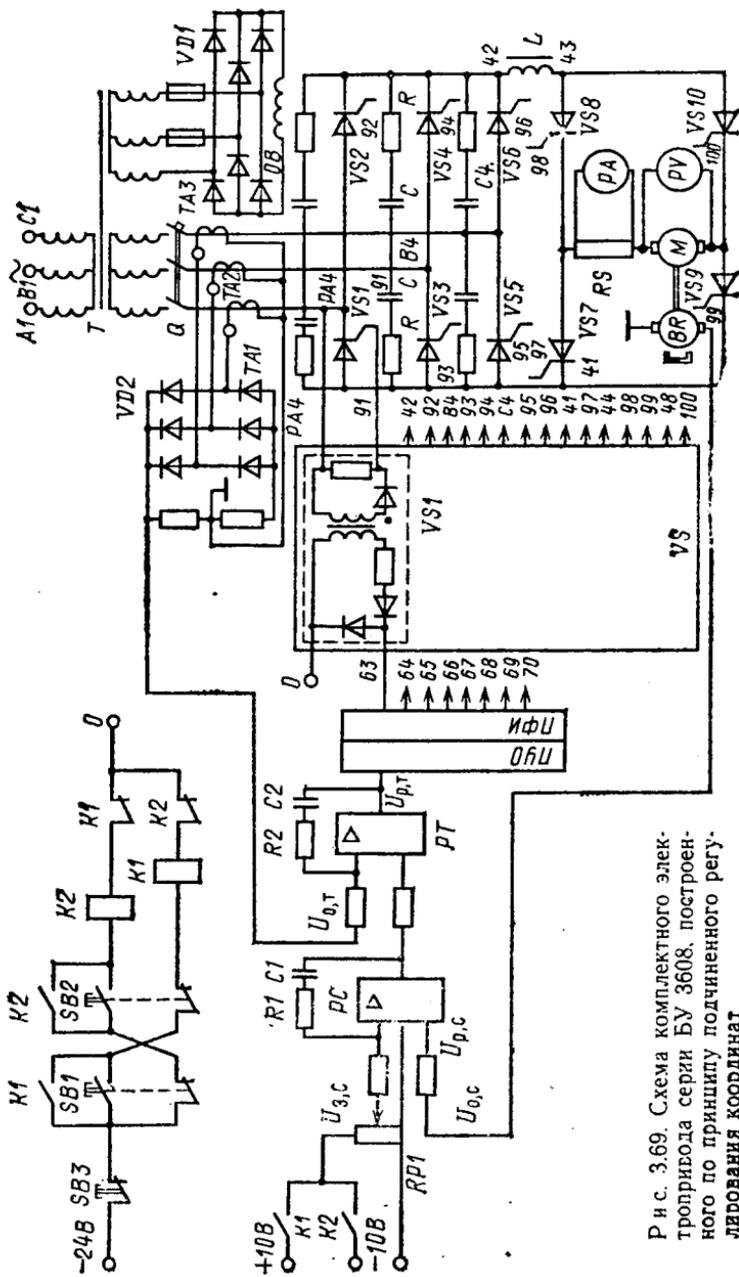
Сигнал обратной связи по току $U_{0,t} = k_T I$ вырабатывает датчик тока *DT*, который, в свою очередь, получает сигнал с резистора R_m , включенного в цепь якоря ДПТ. Сигнал $U_{0,t}$ поступает на вход регулятора тока вместе с сигналом задания тока $U_{3,t}$, снимаемого с выхода *PC*. Выходной сигнал *PT* U_{γ} поступает в СИФУ преобразователем, которая осуществляет управление его вентилями.

Ограничение тока якоря обеспечивается стабилитронами *V1*, *V2*. Задающее напряжение сигнала скорости $U_{3,c}$ может поступать на вход системы от задатчика интенсивности или другого источника задающего сигнала.

в) Пример электропривода, построенного по принципу подчиненного регулирования координат

Рассмотрим схему комплектного электропривода серии БУ 3608, построенного по принципу подчиненного регулирования координат. Устройства этой серии предназначены для создания на базе малоинерционных ДПТ типа ПГТ, 2П и ПБСТ быстродействующих реверсивных электроприводов мощностью от 0,5 до 18,5 кВт с широким диапазоном регулирования скорости (до 10 000 : 1).

Эти устройства используют в электроприводах подач высокоточных копировальных станков, универсальных станков типа «обрабатывающий центр», станков с числовым программным управлением (ЧПУ) и в других производственных механизмах. Для работы от системы ЧПУ предусмотрены специальные панели связи, преобразующие импульсные сигналы на выходе системы ЧПУ в аналоговые, подаваемые на вход регулятора скорости.



Р и с. 3.69. Схема комплекта электродвижителя серии БУ 3608, построенного по принципу подчиненного регулирования координат

На рис. 3.69 показана упрощенная (без блоков питания, связи, логики, дополнительного токоограничения и некоторых других элементов) схема комплектного электропривода серии БУ 3608.

Силовая часть схемы образована трехфазным управляемым мостовым выпрямителем (преобразователем), собранным на тиристорах $VS1—VS6$. Цепочки RC , включенные параллельно тиристорам, служат для их защиты от коммутационных перенапряжений. Реверс ДПТ осуществляется с помощью тиристорного коммутатора, собранного на тиристорах $VS7—VS10$. При включении тиристоров $VS7$ и $VS10$ ДПТ вращается в одном направлении, при включении $VS8$ и $VS9$ полярность напряжения на якоре ДПТ изменяется и он реверсируется.

Для сглаживания пульсаций тока в якорную цепь включен дроссель L . С помощью вольтметра PV и амперметра PA , работающего от шунта RS , контролируют напряжение и ток ДПТ.

Напряжение на вход преобразователя поступает со вторичных обмоток трансформатора T через рубильник Q . Другой комплект вторичных обмоток этого трансформатора предназначен для питания обмотки возбуждения ДПТ OB через неуправляемый выпрямитель $VD1$.

Импульсы управления поступают на тиристоры $VS1—VS10$ от устройства ввода VS , один из каналов которого показан на рис. 3.69. В схему управления тиристорами входят также панель управляющего органа $ПУО$ и панель формирования импульсов $ПФИ$, которые обеспечивают фазовый сдвиг управляющих импульсов в зависимости от выходного сигнала $U_{p,t}$ регулятора тока PT и формирование этих импульсов.

Регулятор тока PT выполнен на базе операционного усилителя (см. рис. 3.68, б) по схеме ПИ-регулятора. Требуемая передаточная функция регулятора, имеющая вид выражения (3.150), обеспечивается включением в цепь обратной связи операционного усилителя резистора $R2$ и конденсатора $C2$. Сигнал обратной связи по току $U_{o,t}$ поступает на вход PT с выхода неуправляемого выпрямителя $VD2$, который питается от трансформаторов тока $TA1—TA3$, измеряющих ток в силовой цепи электропривода.

На второй вход регулятора тока поступает сигнал $U_{p,c}$ от регулятора скорости PC , собранный в этом устройстве также по схеме ПИ-регулятора на базе операционного усилителя. Применение ПИ-регулятора, а не рассмотренного ранее П-регулятора скорости позволяет в данном устройстве управления получить абсолютно жесткую механическую характеристику электропривода и реализовать построение системы по симметричному оптимуму.

Сигнал обратной связи по скорости ДПТ $U_{o,c}$ вырабатывается тахогенератором BR , расположенным на валу ДПТ. Задающее напряжение системы $U_{z,c}$ устанавливают с помощью потенциометра $RP1$, полу-

чающего питание от источника напряжения ± 10 В через контакты управляющих реле $K1$ и $K2$. Включение этих реле производят с помощью кнопок управления $SB1$ и $SB2$, а отключение — кнопкой $SB3$.

Основные панели данного устройства управления выполнены с применением интегральных микросхем. Комплектное устройство имеет открытое исполнение с возможностью монтажа в нормализованных шкафах, используемых в крупноблочных устройствах управления электроприводами.

3.15. СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ, СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И РЕЖИМЫ РАБОТЫ ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

Схема включения ДПТ последовательного возбуждения приведена на рис. 3.70, а. На этой схеме приняты те же обозначения, что и на схеме включения ДПТ независимого возбуждения (см. рис. 3.1, а).

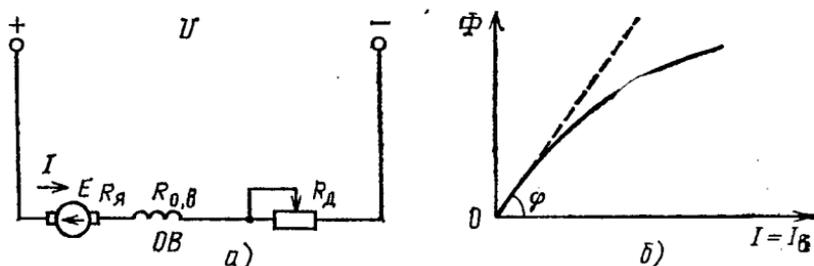


Рис. 3.70. Схема включения (а) и кривая намагничивания (б) ДПТ последовательного возбуждения

Основной особенностью ДПТ последовательного возбуждения является включение его обмотки возбуждения OB последовательно с обмоткой якоря, вследствие чего ток якоря одновременно является и током возбуждения.

При получении выражений для статических характеристик ДПТ последовательного возбуждения используем те же допущения, что и для ДПТ независимого возбуждения, и исходные формулы (3.1) — (3.3), в которых принято $R = R_я + R_{0,в} + R_д$. Согласно (3.1) — (3.3) электромеханическая и механическая характеристики ДПТ последовательного возбуждения выражаются формулами

$$\omega = (U - IR) / [k\Phi(I)]; \quad (3.163)$$

$$\omega = U / [k\Phi(I)] - MR / [k\Phi(I)]^2. \quad (3.164)$$

Магнитный поток Φ и ток I якоря связаны между собой кривой намагничивания, которая показана на рис. 3.70, б сплошной линией. В общем случае эта кривая не имеет точного аналитического выражения, поэтому нельзя получить и точных выражений для характеристик ДПТ последовательного возбуждения. Тем не менее можно представить эту кривую с помощью какого-либо приближенного аналитического выражения, что позволит проанализировать вид характеристик ДПТ последовательного возбуждения.

В простейшем случае можно представить кривую намагничивания прямой линией, как это показано штриховой линией на рис. 3.70, б. Такая аппроксимация означает пренебрежение насыщением магнитной системы ДПТ последовательного возбуждения и позволяет выразить зависимость потока от тока следующим образом:

$$\Phi = \alpha I, \quad (3.165)$$

где $\alpha = \text{tg } \varphi$ (см. рис. 3.70, б).

При принятой аппроксимации момент ДПТ является квадратичной функцией тока

$$M = k\Phi I = k\alpha I^2. \quad (3.166)$$

Подстановка (3.165) в (3.163) приводит к следующему выражению для электромеханической характеристики ДПТ последовательного возбуждения:

$$\omega = U/(k\alpha I) - R/(k\alpha). \quad (3.167)$$

Если теперь в (3.167) с помощью выражения (3.166) выразить ток через момент, то получится следующее выражение для механической характеристики:

$$\omega = U\sqrt{k\alpha M} - R/(k\alpha). \quad (3.168)$$

Для графического изображения характеристик ДПТ последовательного возбуждения отметим следующие положения, вытекающие из анализа выражений (3.167) и (3.168):

1. При $I \rightarrow 0$, $M \rightarrow 0$ $\omega \rightarrow \infty$, т. е. ось скорости является вертикальной асимптотой для характеристик ДПТ последовательного возбуждения.
2. При $I \rightarrow \infty$, $M \rightarrow \infty$ $\omega \rightarrow -R/(k\alpha)$, т. е. прямая с ординатой $\omega_a = -R/(k\alpha)$ является горизонтальной асимптотой характеристик ДПТ.
3. Зависимости $\omega(I)$ и $\omega(M)$ имеют гиперболический характер.

Выполненный анализ позволяет представить характеристики ДПТ в виде кривых, показанных на рис. 3.71. Рассмотрим с их помощью энергетические режимы работы ДПТ последовательного возбуждения.

Особенностью такого ДПТ является отсутствие у него генераторного режима работы параллельно с сетью (режима рекуперативного торможения). Характеристики ДПТ не пересекают ось скорости и не переходят во второй квадрант. Для ДПТ последовательного возбужде-

ния не может быть однозначно определена скорость идеального холостого хода ω_0 , так как теоретически при $I \rightarrow 0$, $M \rightarrow 0$ $\Phi \rightarrow 0$ и $\omega_0 \rightarrow \infty$. Отметим, что из-за наличия потока остаточного намагничивания $\Phi_{ост}$ практически такая скорость может существовать. В этом случае она определяется выражением

$$\omega_0 = U / (k\Phi_{ост}). \quad (3.169)$$

Остальные режимы работы ДПТ последовательного возбуждения аналогичны режимам работы ДПТ независимого возбуждения, а именно: двигательный режим, имеющий место при $0 < \omega < \infty$, режим короткого замыкания при $\omega = 0$ и режим генератора последовательно с сетью (режим торможения противовключением), имеющий место в четвертом квадранте при $\omega < 0$. Кроме названных, для ДПТ последовательного возбуждения существует также генераторный режим работы независимо от сети (режим динамического торможения), который рассмотрен в § 3.19.

Регулирование координат ДПТ последовательного возбуждения может осуществляться теми же способами, что и ДПТ независимого возбуждения, — путем изменения сопротивления добавочного резистора R_d в цепи якоря, магнитного потока Φ , подводимого к ДПТ напряжения U . Кроме этих основных способов, практическое распространение получили импульсные способы, а также регулирование в схеме с шунтированием якоря.

Полученные выражения (3.167) и (3.168) дают лишь общее представление о характеристиках ДПТ последовательного возбуждения и не могут быть использованы для инженерных расчетов. Причина этого заключается в принятой линейной аппроксимации кривой намагничивания, в то время как выпускаемые промышленностью ДПТ последовательного возбуждения работают на колене кривой намагничивания или

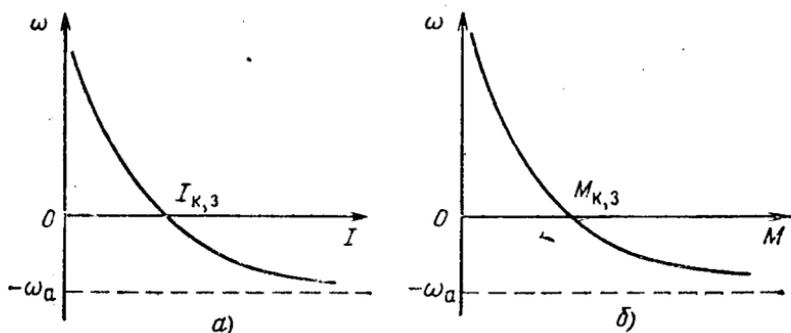


Рис. 3.71. Электромеханическая (а) и механическая (б) характеристики ДПТ последовательного возбуждения

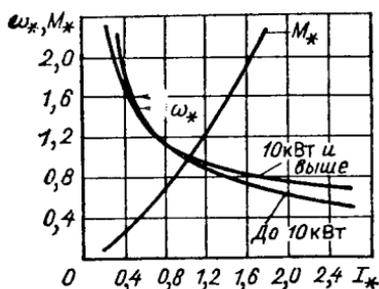


Рис. 3.72. Универсальные характеристики ДПТ последовательного возбуждения

даже в области насыщения магнитной системы.

Для получения реальных естественных характеристик ДПТ последовательного возбуждения в практических расчетах используются так

называемые универсальные характеристики ДПТ последовательного возбуждения. Эти характеристики представляют собой зависимости относительных значений скорости ДПТ $\omega_* = \omega / \omega_{ном}$ и момента $M_* = M / M_{ном}$ от относительного тока $I_* = I / I_{ном}$. Универсальные характеристики ДПТ последовательного возбуждения приведены на рис. 3.72.

Пример 3.4. Рассчитать и построить естественные характеристики ДПТ последовательного возбуждения, имеющего следующие данные: $P_{ном} = 3$ кВт; $n_{ном} = 960$ об/мин; $U_{ном} = 220$ В; $I_{ном} = 19$ А; $\eta_{ном} = 0,89$.

1. Определяем номинальные угловую скорость $\omega_{ном}$ и момент $M_{ном}$

$$\omega_{ном} = 2\pi n_{ном} / 60 = 2 \cdot 3,14 \cdot 960 / 60 = 100 \text{ рад/с};$$

$$M_{ном} = P_{ном} / \omega_{ном} = 3000 / 100 = 30 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

2. Воспользуемся универсальными характеристиками ДПТ последовательного возбуждения рис. 3.72 и составим таблицу для расчетов.

1	I_*	0,4	0,8	1,2	1,6	2
2	M_*	0,3	0,8	1,25	1,7	2,38
3	ω_*	2,1	1,2	0,9	0,7	0,6
4	$\omega = \omega_* \omega_{ном}$	210	120	90	70	60
5	$M = M_* M_{ном}$	9	24	36	48	60
6	$I = I_* I_{ном}$	7,6	15,2	22,8	30,4	38

Первые три строки таблицы заполняются с помощью характеристик рис. 3.72. Данные строк 4—6 получаются умножением относительных значений величин на номинальные значения соответствующих координат ДПТ. По данным строк 4 и 6 таблицы на рис. 3.73, а построена естественная электромеханическая, а по данным строк 4 и 5 — естественная механическая характеристики ДПТ (рис. 3.73, б).

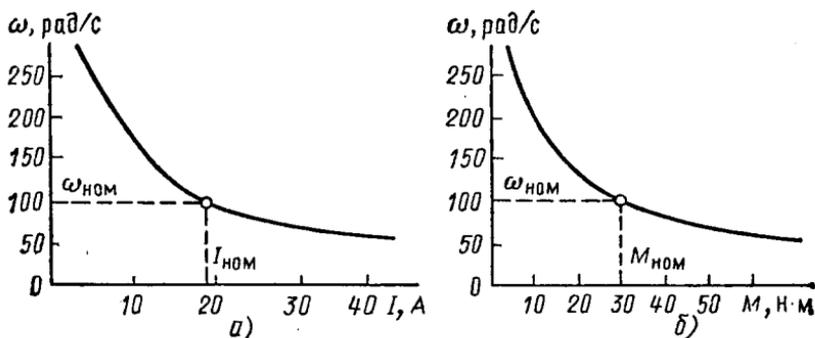


Рис. 3.73. Естественные электромеханическая (а) и механическая (б) характеристики ДПТ последовательного возбуждения

3.16. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ, ТОКА И МОМЕНТА ДПТ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ РЕЗИСТОРОВ В ЦЕПИ ЯКОРЯ

Схема для реализации этого способа регулирования соответствует рис. 3.70, а, а искусственные характеристики описываются выражениями (3.163) и (3.164).

Для построения семейства реостатных характеристик отметим следующее:

1. При $I \rightarrow 0$, $M \rightarrow 0$, $\Phi \rightarrow 0$, $\omega \rightarrow \infty$, т. е. для всех реостатных характеристик ось скорости является вертикальной асимптотой.
2. При фиксированных токе и моменте увеличение R_d ведет к снижению скорости.

Семейства искусственных реостатных характеристик ДПТ последовательного возбуждения представлены на рис. 3.74, а, б. Эти характеристики используются для регулирования скорости, тока и момента ДПТ последовательного возбуждения в установившемся и переходном режимах. Регулирование координат этим способом характеризуется такими же количественными и качественными показателями, что и для ДПТ независимого возбуждения (см. § 3.2).

Для построения реостатных характеристик при известном R_d удобно пользоваться следующим методом.

Запишем уравнения естественной и реостатной электромеханических характеристик в следующем виде:

$$\omega = \frac{U - I(R_{я} + R_{о,в})}{k\Phi}; \quad (3.170)$$

$$\omega = \frac{U - I(R_{я} + R_{о,в} + R_d)}{k\Phi}. \quad (3.171)$$

Найдем отношение скоростей ДПТ последовательного возбуждения на естественной ω_{ei} и искусственной $\omega_{иi}$ характеристиках при фиксированном токе I_i и выразим с его помощью скорость $\omega_{иi}$ как

$$\omega_{иi} = \omega_{ei} \frac{U - I_i (R_{Я} + R_{0,в} + R_{д})}{U - I_i (R_{Я} + R_{0,в})}. \quad (3.172)$$

Порядок построения реостатных характеристик следующий:

1. Задаемся рядом значений тока ДПТ $I_1, I_2 \dots$ (см. рис. 3.74, а);

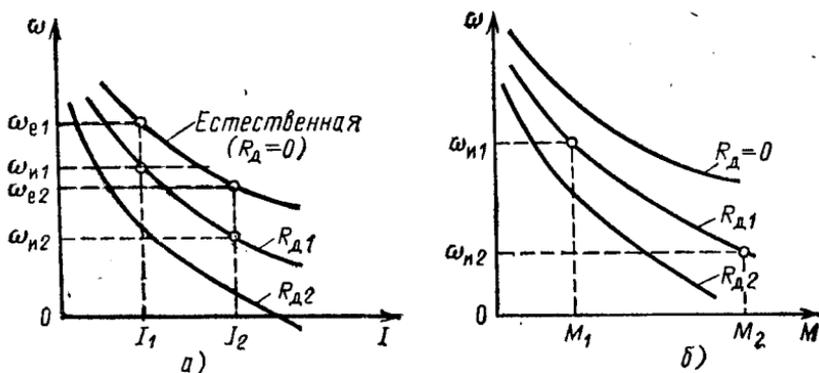


Рис. 3.74. Искусственные реостатные электромеханические (а) и механические (б) характеристики

2. По имеющейся естественной электромеханической характеристике для этих значений тока определяются скорости $\omega_{e1}, \omega_{e2} \dots$

3. По (3.172) для данного $R_{д1}$ рассчитываются скорости $\omega_{и1}, \omega_{и2} \dots$ и строится электромеханическая реостатная характеристика.

4. Для построения реостатной механической характеристики используются универсальные характеристики рис. 3.72, с помощью которых для токов $I_1, I_2 \dots$ определяются моменты $M_1, M_2 \dots$ Далее на плоскости (ω, M) (см. рис. 3.74, б) наносятся точки с координатами $(\omega_{и1}, M_1), (\omega_{и2}, M_2) \dots$ и по ним строится характеристика.

Отметим, что необходимые для расчета значения $R_{Я}$ и $R_{0,в}$ могут быть найдены по справочным данным, экспериментально или по следующей приближенной формуле:

$$R_{Я} + R_{0,в} \approx 0,75U_{ном} (1 - \eta_{ном}) / I_{ном} = 0,75R_{ном} (1 - \eta_{ном}). \quad (3.173)$$

Обратная задача, когда по заданной искусственной характеристике ДПТ или по отдельной ее точке находится соответствующее сопротивление резистора $R_{д}$, может быть решена двумя путями.

тикальные линии, соответствующие этим токам, до пересечения с естественной характеристикой.

3. По (3.173) определяем $R_n + R_{0,в} = 0,75(1 - 0,89)220/19 = 0,96$ Ом. Во втором квадранте проводим вертикальную линию hf на расстоянии $R_n + R_{0,в} = 0,96$ Ом от начала координат.

4. Проводим через точки 1 и 2 горизонтальные прямые до пересечения с линией hf в точках e и f .

5. Откладываем от начала координат отрезки $0a = R_1 = 220/47,5 = 4,6$ Ом и $0g = R_2 = 220/19 = 11,6$ Ом.

6. Соединяем точки a и e , g и f и получаем две прямые, которые отражают линейную зависимость между скоростью ДПТ и сопротивлением якорной цепи при неизменном токе якоря. Последнее следует из выражения $\omega = (U_{ном} - IR)/(k\Phi) = A - BR$, где $B = \text{const}$ при $I = \text{const}$.

7. Через точку a проводим вертикальную линию до пересечения с прямой gf в точке b , затем через точку b проводим горизонтальную линию до пересечения с прямой ae в точке c . Аналогично строим отрезки cd и de .

Из построения следует, что отрезок bc соответствует первой ступени пускового резистора $R_{д1}$, а отрезок de — второй ступени $R_{д2}$.

Действительно, в момент пуска ($\omega = 0$) ток в якоре $I_1 = 47,5$ А, а сопротивление всей якорной цепи $R_1 = U_{ном}/I_1 = R_n + R_{0,в} + R_{д1} + R_{д2} = 4,6$ Ом. При разгоне ДПТ до скорости ω_1 ток в якоре снижается до I_2 . Происходит закорачивание первой ступени пускового резистора $R_{д1}$, ток вновь возрастает до значения I_1 , но ДПТ продолжает разбег уже по другой реостатной характеристике. При скорости ω_2 закорачивается вторая ступень $R_{д2}$ и ДПТ выходит на естественную характеристику.

Построение диаграммы считается правильным в том случае, когда отрезок de будет находиться на горизонтальной линии, проходящей через точку 1. Если это не произойдет, то построение следует повторить, варьируя токи I_1 и I_2 .

Отметим, что построение реостатных характеристик на рис. 3.75 выполняется изложенным выше способом.

3.17. РЕГУЛИРОВАНИЕ КООРДИНАТ ДПТ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ ИЗМЕНЕНИЕМ МАГНИТНОГО ПОТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ

Изменение магнитного потока используется главным образом для регулирования скорости ДПТ последовательного возбуждения. Схема, в которой осуществляется регулирование этим способом, приведена на рис. 3.76, а. В этой схеме параллельно обмотке возбуждения OB включен шунтирующий резистор $R_{ш}$, при изменении сопротивления которого будут изменяться ток в обмотке возбуждения и магнитный поток ДПТ.

Механические характеристики ДПТ последовательного возбужде-

ний при изменении магнитного потока показаны на рис. 3.76, б. При $R_{ш} = \infty$ ДПТ последовательного возбуждения включен по своей основной схеме и имеет естественную характеристику.

При фиксированном моменте и, следовательно, токе якоря ДПТ уменьшение $R_{ш}$ приводит к уменьшению $I_{ш}$, Φ , что, в свою очередь, в соответствии с (3.163) и (3.164) вызывает увеличение скорости ДПТ.

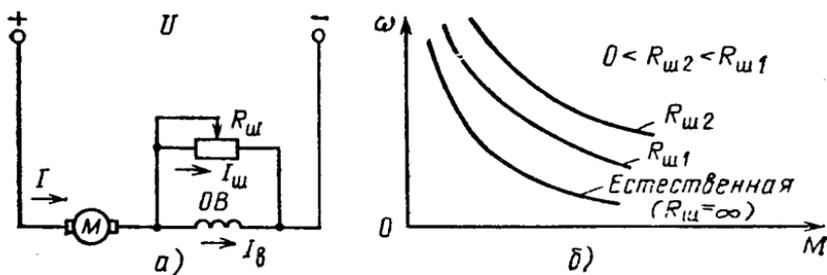


Рис. 3.76. Регулирование скорости ДПТ последовательного возбуждения изменением магнитного потока:

а — схема; б — механические характеристики

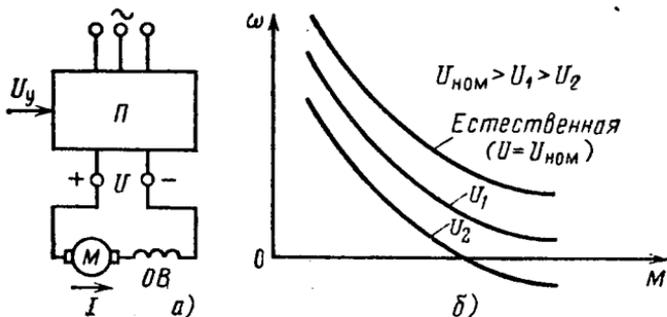


Рис. 3.77. Регулирование координат ДПТ последовательного возбуждения изменением напряжения:

а — схема; б — механические характеристики

Поэтому искусственные характеристики ДПТ располагаются выше естественной, как это и показано на рисунке. При $I \rightarrow 0$ $M \rightarrow 0$, $\Phi \rightarrow 0$, $\omega \rightarrow \infty$, т. е. и в этом случае ось скорости является асимптотой для всех механических характеристик.

Показатели регулирования скорости этим способом для ДПТ последовательного возбуждения аналогичны таковым для ДПТ независимого возбуждения, рассмотренным в гл. 3.

Регулирование координат ДПТ последовательного возбуждения изменением напряжения осуществляется в схеме рис. 3.77, а, в которой для этого используется источник регулируемого напряжения (преобразователь) Π . Выходное напряжение преобразователя U регулируется в соответствии с изменением входного управляющего сигнала U_y . Механические характеристики ДПТ последовательного возбуждения при различных выходных напряжениях преобразователя показаны на рис. 3.77, б. При $U = U_{ном}$ и пренебрежимо малом внутреннем сопротивлении преобразователя Π ДПТ имеет естественную характеристику. При снижении напряжения в соответствии с (3.163) и (3.164) скорость ДПТ снижается и характеристики располагаются ниже естественной. Существенно отметить, что жесткость характеристик не изменяется. При $I \rightarrow 0$, $M \rightarrow 0$, $\Phi \rightarrow 0$, $\omega \rightarrow \infty$, т. е. ось скорости является асимптотой характеристик ДПТ.

Показатели регулирования координат путем изменения напряжения в основном соответствуют таковым для электропривода с ДПТ независимого возбуждения.

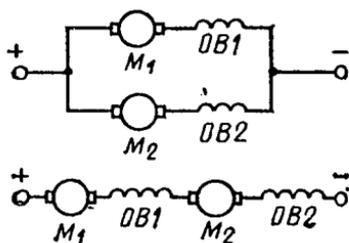


Рис. 3.78. Регулирование скорости ДПТ последовательного возбуждения изменением напряжения в многодвигательном электроприводе

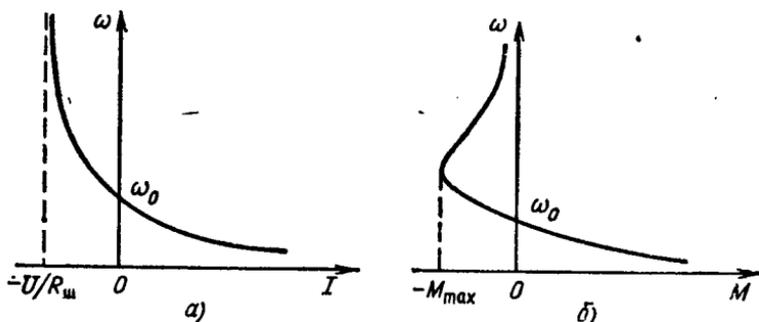
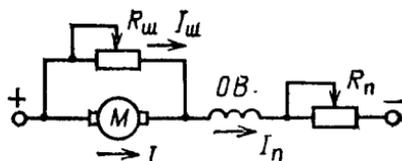
Некоторое практическое распространение получила реализация этого способа регулирования скорости применительно к многодвигательному электроприводе с ДПТ последовательного возбуждения, когда два одинаковых ДПТ работают на общий вал. Такая система электропривода находит применение в электрическом транспорте, на мощных разливных кранах, в доменных подъемниках и т. д. Изменение подводимого к ДПТ напряжения в этом случае достигается путем их последовательного или параллельного включения. При включении ДПТ параллельно, как это показано на рис. 3.78, к ДПТ подводится полное (номинальное) напряжение сети и они вращаются с большой скоростью. При переключении их на последовательное соединение к каждому ДПТ подведено половинное напряжение сети и они вдвое снизят свою скорость. Как видно, этот способ обеспечивает только ступенчатое регулирование скорости.

3.18. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ДПТ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ В СХЕМАХ С ШУНТИРОВАНИЕМ ЯКОРЯ

На практике применяется схема с шунтированием якоря, показанная на рис. 3.79. Характеристики ДПТ последовательного возбуждения в этой схеме получим, проведя следующий качественный анализ.

Шунтирующий $R_{ш}$ и последовательный R_n резисторы вместе с обмоткой возбуждения образуют делитель напряжения. За счет этого к якору ДПТ подводится пониженное напряжение, и его характеристики располагаются ниже естественной.

Р и с. 3.79. Схема с шунтированием якоря ДПТ последовательного возбуждения



Р и с. 3.80. Характеристики ДПТ последовательного возбуждения в схеме с шунтированием якоря:

а — электромеханическая; б — механическая

При токе якоря $I=0$ ток возбуждения $I_n=I_n$ за счет наличия шунтового резистора $R_{ш}$ не равен нулю. Поэтому отличен от нуля и магнитный поток и двигатель имеет определенную конечную скорость идеального холостого хода ω_0 .

При скорости ДПТ большей ω_0 ток в якоре меняет свое направление, и ток возбуждения $I_n=I_n$ по мере роста скорости уменьшается. При стремлении тока якоря к значению $I=-U/R_{ш}$ ток возбуждения и магнитный поток стремятся к нулю, а скорость ДПТ — к бесконечности, т. е. вертикальная линия с абсциссой $I=-U/R_{ш}$ является асимптотой электромеханической характеристики, которая на основании проведенного анализа изображена на рис. 3.80, а.

характеристике I , преодолевая активный момент нагрузки M_c . Если теперь, не изменяя полярность напряжения на ДПТ, ввести в его якорную цепь дополнительный резистор R_d , то ДПТ будет иметь характеристику вида 3. Так как момент ДПТ при этом стал меньше момента нагрузки, то он начнет вначале тормозиться, а затем и разгоняться в противоположном направлении, пока в точке d моменты нагрузки M_c и ДПТ не сравняются. Двигатель при этом будет работать в режиме торможения противовключением.

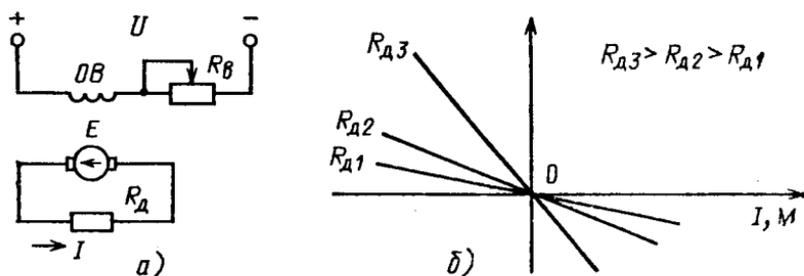


Рис. 3.82. Динамическое торможение с независимым возбуждением ДПТ последовательного возбуждения:
а — схема; б — характеристики

Динамическое торможение ДПТ последовательного возбуждения реализуется в двух схемах его включения.

В первой схеме (рис. 3.82, а) обмотка возбуждения OB через дополнительный резистор R_B подключается к источнику постоянного тока, а обмотка якоря замыкается на резистор R_d . Получается схема, типичная для ДПТ независимого возбуждения, в которой ДПТ последовательного возбуждения имеет характеристики, изображенные на рис. 3.82, б.

Специфичным для ДПТ последовательного возбуждения является динамическое торможение с самовозбуждением, которое реализуется по схеме рис. 3.83. Для возникновения и существования режима самовозбуждения необходимо выполнение следующих условий: 1) наличие остаточного магнитного потока в ДПТ $\Phi_{ост}$; 2) совпадение по направлению $\Phi_{ост}$ и магнитного потока Φ , создаваемого током возбуждения; 3) замкнутая цепь якоря; 4) скорость ДПТ должна быть отличной от нуля;

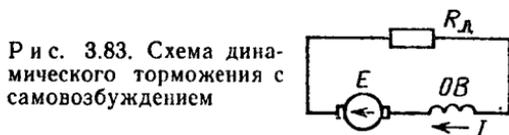


Рис. 3.83. Схема динамического торможения с самовозбуждением

5) навидимая в якоре ЭДС должна быть равна суммарному падению напряжения в резисторах якорной цепи, т. е. $E = IR$.

При выполнении этих условий торможение самовозбуждением происходит следующим образом. Вследствие наличия остаточного магнитного поля при вращении якоря в нем наводится ЭДС, под действием которой по якору и обмотке возбуждения ДПТ протекает ток. Этот ток создает основной магнитный поток Φ , который, совпадая по направлению с остаточным потоком $\Phi_{ост}$, приведет к увеличению ЭДС. Это, в свою очередь, повлечет за собой увеличение тока в ДПТ, и такой процесс самовозбуждения ДПТ будет продолжаться до тех пор, пока ЭДС не станет равной суммарному падению напряжения в цепи якоря.

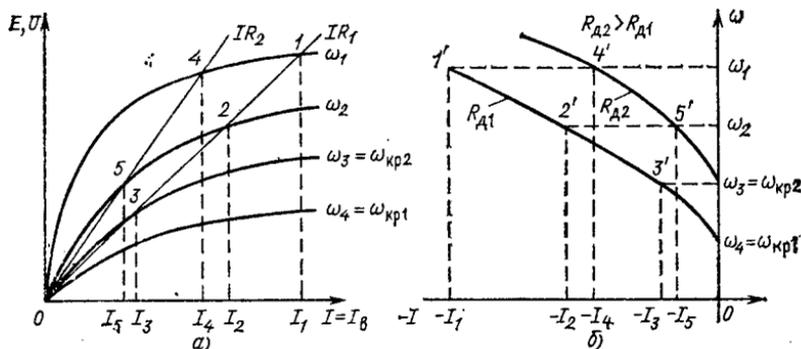


Рис. 3.84. Характеристики ДПТ последовательного возбуждения в схеме динамического торможения с самовозбуждением: а — холостого хода и вольт-амперная; б — электромеханические

Статические характеристики ДПТ последовательного возбуждения в этом режиме можно получить графоаналитическим способом, используя условие $E = IR$. Для этого на одной плоскости (рис. 3.84, а) совмещаются характеристики холостого хода $E(I)$, представляющие собой зависимость ЭДС машины от тока возбуждения при фиксированной скорости якоря $\omega = \text{const}$, и вольт-амперная характеристика цепи якоря $IR(I)$.

Точки пересечения этих характеристик соответствуют установившемуся режиму при данных параметрах цепи якоря ДПТ и его скорости. Так, при суммарном сопротивлении цепи якоря R_1 точками установившегося режима являются точки 1, 2 и 3, а при другом, большем сопротивлении цепи якоря $R_2 > R_1$ — точки 4 и 5.

Если теперь использовать координаты этих точек установившегося режима, а именно значения скорости и тока, то можно получить искомые статические электромеханические характеристики ДПТ. На рис. 3.84, б выполнено это построение, в результате которого получены элек-

тормеханические характеристики для двух принятых значений суммарного сопротивления цепи якоря R_1 и R_2 . Механические характеристики ДПТ последовательного возбуждения могут быть получены из электро-механических характеристик при использовании универсальных характеристик.

Отметим, что для режима торможения с самовозбуждением существует определенное критическое сочетание параметров, соответствующее границе этого режима. Такому критическому сочетанию на рис. 3.84, *a* при сопротивлении цепи якоря R_1 соответствует скорость $\omega_4 = \omega_{кр1}$ (при сопротивлении R_2 — скорость $\omega_3 = \omega_{кр2}$). При меньших скоростях самовозбуждение ДПТ не наступает.

Режим торможения с самовозбуждением используется для интенсивного электрического торможения в электроприводах транспортных и грузоподъемных машин.

3.20. СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ДПТ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

Релейно-контакторные схемы управления ДПТ последовательного возбуждения при пуске, реверсе и торможении выполняются по тем же принципам времени, скорости (ЭДС), тока и пути, что и для других видов ДПТ. Многие типовые узлы, которые были рассмотрены ранее, могут быть использованы в электроприводе с ДПТ последовательного возбуждения.

Рассмотрим схему управления ДПТ последовательного возбуждения, показанную на рис. 3.85. Эта схема обеспечивает пуск ДПТ в две ступени по принципу времени и реверс или торможение противовключением по принципу ЭДС. Схема включает в себя пять однополюсных контакторов KM , $KM1$, $KM2$, $KM3$, $KM4$; два контактора ускорения $KM5$ и $KM6$, контактор противовключения $KM7$; реле противовключения $KV1$ и $KV2$; реле времени $KT1$ и $KT2$; выключатели $QF1$ и $QF2$.

Органом управления в схеме является командоконтроллер SA , имеющий три положения: нулевое, «Вперед» и «Назад». Защиту электропривода обеспечивают максимальные реле $KA1$, $KA2$, реле напряжения KV и предохранители FA . Реле противовключения $KV1$ и $KV2$ настраиваются таким же образом, что и в схеме рис. 3.45, *a*.

Пуск ДПТ, например, в условном направлении «Вперед» осуществляется переводом командоконтроллера SA в положение «Вперед». Если защита находится в исходном положении, то это приведет к срабатыванию аппаратов KM , $KM1$, $KM2$ и подключению ДПТ к сети. Возникшее за счет пускового тока падение напряжения на резисторах R_n и $R_{д1}$ вызовет включение реле $KT1$ и $KT2$, которые разомкнут свои контакты в цепи аппаратов $KM5$ и $KM6$.

Одновременно с этим сработает реле $KV1$ и своим контактом подаст питание на контактор $KM7$. Последний, сработав, закоротит сту-

По мере снижения скорости растет напряжение на катушке реле $KV2$ (см. рис. 3.46, б), и при скорости, близкой к нулю, произойдет его срабатывание. Если при этом контроллер остается в положении «Назад», то начинается процесс разбега ДПТ в этом направлении с рассмотренным выше порядком работы схемы.

Если при достижении нулевой скорости переместить контроллер в среднее положение, то ДПТ будет отключен от сети и схема вернется в исходное положение.

В общем случае точный анализ переходных процессов в электроприводе с ДПТ последовательного возбуждения и получение зависимостей изменения координат во времени являются сложными задачами. Это определяется тем, что дифференциальные уравнения для якорной цепи двигателя и механической части привода являются нелинейными из-за наличия в них произведения двух переменных — тока и магнитного потока для момента и скорости и потока для ЭДС. Дополнительное усложнение исследования связано с нелинейной зависимостью магнитного потока от тока, выражаемой кривой намагничивания, а также нелинейностью характеристик ДПТ. В связи с этим точное исследование переходных процессов в электроприводе возможно только с помощью вычислительных машин. В практических инженерных расчетах, как правило, пользуются различными приближенными способами получения кривых переходного процесса.

3.21. СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ДПТ СМЕШАННОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

Основная схема включения ДПТ смешанного возбуждения приведена на рис. 3.86, а. Двигатель имеет две обмотки возбуждения — последовательную $ОВП$, включенную последовательно с якорем, и независимую $ОВН$. Магнитный поток ДПТ вследствие этого представляет собой сумму двух составляющих — потока $\Phi_{0,в,н}$, создаваемого $ОВН$,

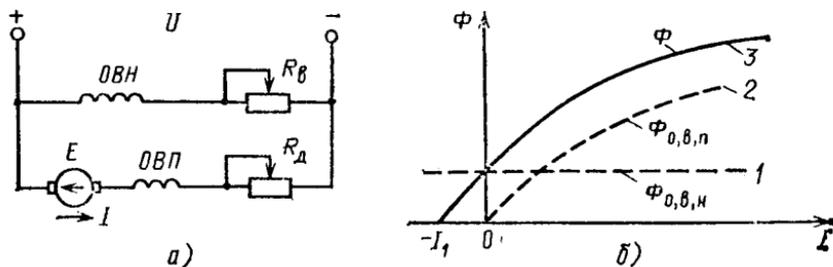


Рис. 3.86. Схема включения (а) и характеристика намагничивания (б) ДПТ смешанного возбуждения

и потока $\Phi_{0,в,п}$, создаваемого *ОВП*. Зависимость обеих составляющих и суммарного потока ДПТ Φ в функции тока показана на рис. 3.86, б соответственно в виде штриховых линий 1 и 2 и сплошной линии 3. Важно отметить, что при токе якоря, стремящемся к значению $-I_1$, магнитный поток Φ стремится к нулю, т. е. ДПТ размагничивается.

Электрохимическая и механическая характеристики ДПТ смешанного возбуждения выражаются соответственно формулами (3.163) и (3.164), в которых магнитный поток Φ также есть функция тока.

Для получения участков характеристик при $\omega > \omega_0$ (второй квадрант) проведем следующий дополнительный анализ:

1. При $I \rightarrow -I_1$ (см. рис. 3.86, б) магнитный поток $\Phi \rightarrow 0$ и согласно (3.163) $\omega \rightarrow \infty$. Таким образом, вертикальная линия, соответствующая значению тока $I = -I_1$, является асимптотой электрохимической характеристики, вид которой показан на рис. 3.87, а.

2. Механическую характеристику ДПТ смешанного возбуждения во втором квадранте можно получить из рассмотрения формулы электромагнитного момента ДПТ постоянного тока (3.3). Из нее следует, что когда $I \rightarrow -I_1$ $\Phi \rightarrow 0$ и $\omega \rightarrow \infty$, момент ДПТ стремится к нулю. Другими словами, ось скорости является асимптотой механической характеристики. Так как при $\omega = \omega_0$ $M = 0$, то на интервале скорости $\omega_0 < \omega < \infty$ момент принимает экстремальное значение M_{max} , а механическая характеристика имеет вид кривой, показанной на рис. 3.87, б.

Двигатель смешанного возбуждения, имея две обмотки возбуждения, сочетает в себе свойства как ДПТ независимого возбуждения, так и ДПТ последовательного возбуждения.

Двигатель смешанного возбуждения может работать во всех возможных режимах, а именно двигателем, генератором параллельно, последовательно и независимо от сети, а также в режимах холостого хода и короткого замыкания.

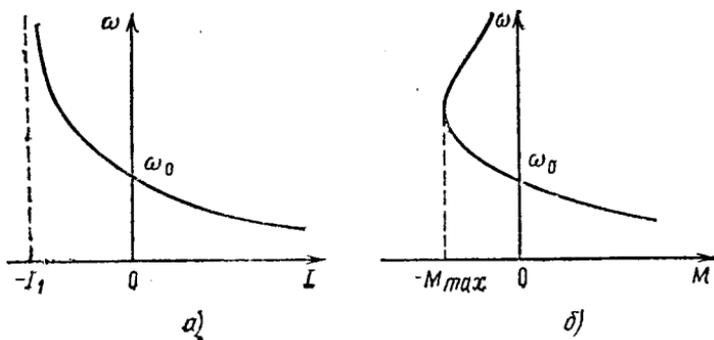


Рис. 3.87. Естественная электрохимическая (а) и механическая (б) характеристики ДПТ смешанного возбуждения

Регулирование координат ДПТ смешанного возбуждения может осуществляться всеми характерными для ДПТ способами, связанными с изменением магнитного потока, напряжения и сопротивления резистора в цепи якоря.

Управление ДПТ смешанного возбуждения осуществляется с помощью схем, рассмотренных применительно к ДПТ независимого и последовательного возбуждения.

Отметим, что из-за относительно невысоких технико-экономических показателей ДПТ смешанного возбуждения (высокая стоимость, повышенные масса, габариты и расход материалов) электропривод с ДПТ смешанного возбуждения применяется сравнительно редко.

Глава четвертая

ЭЛЕКТРОПРИВОД С АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

Асинхронные двигатели (АД) являются в настоящее время самым распространенным видом электродвигателя в промышленности и сельском хозяйстве. Это определяется рядом преимуществ АД по сравнению с другими видами двигателей: он более прост и надежен в эксплуатации, для его изготовления требуется меньше цветных металлов, он имеет меньшую массу, габариты и стоимость, чем двигатели постоянного тока.

До недавнего времени АД применялись главным образом в нерегулируемом электроприводе. Вместе с тем в связи с появлением серийно выпускаемых электротехнической промышленностью силовых тиристорных устройств — преобразователей напряжения и преобразователей частоты — растет число регулируемых электроприводов с АД. Такие электроприводы имеют хорошие регулировочные и массогабаритные свойства, а также стоимостные показатели. В связи с этим применение в народном хозяйстве регулируемого асинхронного электропривода представляет собой важное направление в развитии электропривода.

4.1. СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ, СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И РЕЖИМЫ РАБОТЫ АД

Основная схема включения трехфазного АД и соответствующая ей упрощенная схема замещения с вынесенным контуром намагничивания показаны на рис. 4.1, а, б. На схемах приняты следующие обозначения:

U_1 , U_ϕ — действующие значения линейного и фазного на-

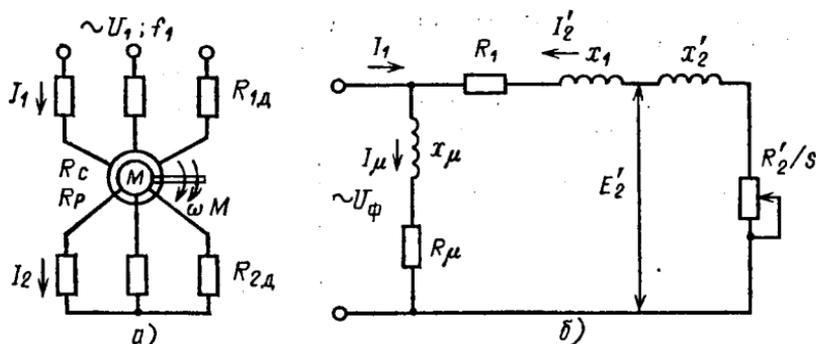


Рис. 4.1. Схемы включения (а) и замещения (б) трехфазного АД

пряжения сети; I_1 , I_μ , I_2' — фазные токи статора, намагничивания и приведенный ротора; x_1 , x_μ , x_2' — индуктивные фазные сопротивления статора, контура намагничивания и приведенного ротора; R_c , $R_{1д}$, $R_1 = R_c + R_{1д}$ — активные фазные сопротивления обмотки статора, добавочного резистора и суммарное фазы статора; R_p , $R_{2д}$, $R_2' = R_p + R_{2д}$ — активные приведенные к обмотке статора фазные сопротивления обмотки ротора, добавочного резистора и суммарное фазы ротора; $s = (\omega_0 - \omega) / \omega_0$ — скольжение АД; $\omega_0 = 2\pi f_1 / p$ — угловая скорость магнитного поля АД (синхронная скорость); f_1 — частота питающего напряжения; p — число пар полюсов АД.

Электромеханическая характеристика $\omega = f(I_2')$ АД описывается выражением, получаемым непосредственно из рассмотрения схемы рис. 4.1, б,

$$I_2' = \frac{U_\Phi}{\sqrt{(R_1 + R_2'/s)^2 + (x_1 + x_2')^2}} = \frac{U_\Phi}{\sqrt{(R_1 + R_2'/s)^2 + x_k^2}}, \quad (4.1)$$

где $x_k = x_1 + x_2'$ — индуктивное фазное сопротивление короткого замыкания.

Отметим, что электромеханические и механические характеристики АД часто представляются в виде зависимости тока и момента от скольжения s . В этом случае получаемые аналитические выражения имеют компактную форму записи и более удобны для анализа и вычислений.

На рис. 4.2 приведены электромеханические характеристики $\omega = f(I_2')$ и $\omega = f(I_1)$. Проанализируем их харак-

Рис. 4.2. Электромеханические характеристики АД

терные точки. На оси ординат отложены и скорость, и скольжение, которые однозначно связаны между собой соотношением

$$\omega = \omega_0(1 - s), \quad (4.2)$$

а на оси абсцисс — приведенные токи ротора и статора.

Характерные точки электромеханической характеристики следующие:

1) $s=0$, $\omega = \omega_0$, $I_2' = 0$, $I_1 = I_0$ — точка идеального холостого хода;

2) $s=1$, $\omega = 0$, $I_1 = I_{к.з} = I_n$ — точка короткого замыкания;

3) $s_1 = -R_2'/R_1$, $\omega_1 = \omega_0(1 - s_1)$, $I_2' = I_{max} = U_\phi/x_k$ — точка максимального значения тока ротора, лежащая в области отрицательных скольжений;

4) $s \rightarrow \pm \infty$, $\omega \rightarrow \mp \infty$, $I_2' \rightarrow I_\infty = U_\phi/\sqrt{R_1^2 + x_k^2}$ — асимптотическое значение тока ротора при бесконечно большом увеличении скольжения и скорости.

Выражение для механической характеристики АД можно получить, рассмотрев баланс мощности в цепи ротора. Потери мощности в цепи ротора ΔP_2 , выраженные через механические координаты АД, представляют собой разность электромагнитной мощности $P_{эм} = M\omega_0$ и полезной механической мощности $P_2 = M\omega$, т. е.

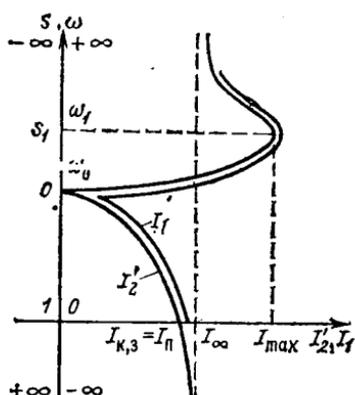
$$\Delta P_2 = P_{эм} - P_2 = M\omega_0 - M\omega = M\omega_0 s. \quad (4.3)$$

Отметим, что вследствие зависимости потерь в роторе от скольжения их часто называют потерями скольжения. Те же потери мощности, выраженные через электрические величины, определяются как

$$\Delta P_2 = 3I_2'^2 R_2'. \quad (4.4)$$

Приравнивание потерь по (4.3) и (4.4) приводит к следующему выражению:

$$M = 3I_2'^2 R_2'/(\omega_0 s). \quad (4.5)$$



Замена в (4.5) тока I_2' его выражением по (4.1) приводит к следующей формуле:

$$M = \frac{3U_{\Phi}^2 R_2'}{\omega_0 s [(R_1 + R_2'/s)^2 + x_K^2]}, \quad (4.6)$$

которая является одной из форм математического представления механической характеристики $M(s)$.

Исследование полученной зависимости $M(s)$ на экстремум, которое осуществляется нахождением производной dM/ds и приравниванием ее нулю, обнаруживает наличие двух экстремальных точек. В этих точках момент и скольжение АД выражаются как

$$M_K = \frac{3U_{\Phi}^2}{2\omega_0 [R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + x_K^2}]}; \quad (4.7)$$

$$s_K = \pm \frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2 + x_K^2}}, \quad (4.8)$$

причем знак «+» в (4.7) и (4.8) относится к области скольжения $s > 0$, а знак «-» — к $s < 0$. Значения момента M_K и скольжения s_K АД, соответствующие экстремальным точкам, получили название максимальных или критических.

Если разделить выражение (4.6) на (4.7) и выполнить несложные преобразования, то можно получить другую, более компактную и удобную форму записи механической характеристики

$$M = \frac{2M_K (1 + a s_K)}{s/s_K + s_K/s + 2a s_K}, \quad (4.9)$$

где $a = R_1/R_2'$.

Характерные точки механической характеристики следующие:

1) $s=0$, $\omega=\omega_0$, $M=0$ — точка идеального холостого хода;

2) $s=1$, $\dot{\omega}=0$, $M=M_{K,3}=M_n$ — точка короткого замыкания;

3) $s=s_{K,д}$, $M=M_{K,д}$, $s=-s_{K,г}$, $M_K=-M_{K,г}$ — точки экстремума;

4) $s \rightarrow \pm \infty$, $\omega \rightarrow \mp \infty$, $M \rightarrow 0$ — асимптота механической характеристики, которой является ось скорости.

На рис. 4.3 приведена механическая характеристика АД. Отметим, что она соответствует определенному чередованию фаз питающего напряжения сети U_1 . При изменении

Рис. 4.3. Механическая характеристика АД

порядка чередования двух фаз АД имеет аналогичную механическую характеристику, которая располагается симметрично относительно начала координат.

В некоторых случаях при построении механической характеристики используют приближенные формулы. Упрощение может быть получено, если пренебречь активным сопротивлением статора, т. е. считать $R_1=0$. В этом случае выражения (4.7), (4.8) и (4.9) принимают соответственно вид

$$M = \frac{2M_K}{s/s_K + s_K/s}; \quad (4.10)$$

$$M_K = 3U_{\Phi}^2 / (2\omega_0 x_K); \quad (4.11)$$

$$s_K = R_2' / x_K. \quad (4.12)$$

Если в (4.10) вместо текущих значений момента и скольжения подставить их номинальные значения $M_{\text{НОМ}}$ и $s_{\text{НОМ}}$ и обозначить кратность максимального момента $M_K/M_{\text{НОМ}}$ через λ_M , то из (4.10) может быть найдена формула, связывающая критическое и номинальное скольжения,

$$s_K = s_{\text{НОМ}} (\lambda_M \pm \sqrt{\lambda_M^2 - 1}). \quad (4.13)$$

Эта формула может использоваться для определения s_K по каталожным данным АД.

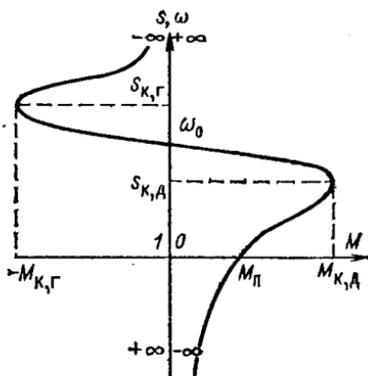
Дальнейшее упрощение (4.10) может быть выполнено для области малых скольжений, в которой можно пренебречь отношением s/s_K :

$$M = 2M_K s/s_K.$$

Полученная формула описывает так называемый рабочий участок характеристики двигателя, на котором находится точка номинального режима с координатами $M_{\text{НОМ}}$, $I_{\text{НОМ}}$, $\omega_{\text{НОМ}}$, $s_{\text{НОМ}}$.

Энергетический режим работы АД определяется значением и знаком скольжения, а именно (рис. 4.3):

- 1) $s=0$, $\omega=\omega_0$ — режим идеального холостого хода;



- 2) $s=1, \omega=0$ — режим короткого замыкания;
- 3) $0 < s < 1, 0 < \omega < \omega_0$ — двигательный режим;
- 4) $s < 0, \omega > \omega_0$ — генераторный режим (рекуперативный);
- 5) $s > 1, \omega < 0$ — генераторный режим (противовключение).

Кроме того, АД может работать в генераторном режиме независимо от сети переменного тока, который называется режимом динамического торможения. В этом режиме обмотка статора АД отключается от сети переменного тока и подключается к источнику постоянного тока, а цепь ротора замыкается накоротко или на добавочные резисторы. Подробно схема включения АД и его характеристики в этом режиме рассмотрены в § 4.10.

Пример 4.1. Рассчитать и построить механическую характеристику АД, имеющего следующие технические данные: $P_{\text{ном}}=13$ кВт; $n_{\text{ном}}=1450$ об/мин; $\omega_{\text{ном}}=151$ рад/с; $\lambda_m=2$; $p=2$; $f_{1\text{ном}}=50$ Гц.

1. Определяем скорость идеального холостого хода

$$\omega_0 = 2\pi f_{1\text{ном}}/p = 2 \cdot 3,14 \cdot 50/2 = 157 \text{ рад/с.}$$

2. Определяем номинальный момент

$$M_{\text{ном}} = P_{\text{ном}}/\omega_{\text{ном}} = 13\,000/151 = 86,1 \text{ Н}\cdot\text{м.}$$

3. Определяем номинальное скольжение

$$s_{\text{ном}} = (\omega_0 - \omega_{\text{ном}})/\omega_0 = (157 - 151)/157 = 0,04.$$

Полученных данных достаточно для приближенного построения рабочего участка механической характеристики АД по двум точкам — номинальной ($\omega_{\text{ном}}, M_{\text{ном}}$) и холостого хода ($\omega_0, 0$). Для получения всей механической характеристики продолжаем расчет.

4. Определяем критический момент АД

$$M_K = \lambda_m M_{\text{ном}} = 2 \cdot 86,1 = 172,2 \text{ Н}\cdot\text{м.}$$

5. Определяем по (4.13) критическое скольжение АД, принимая в ней знак «+»,

$$s_K = s_{\text{ном}} \left(\lambda_m + \sqrt{\lambda_m^2 - 1} \right) = 0,04 \left(2 + \sqrt{4 - 1} \right) = 0,15.$$

6. Подставляем найденные значения M_K и s_K в упрощенную формулу (4.10)

$$M = \frac{2M_K}{s/s_K + s_K/s} = \frac{2 \cdot 172,2}{s/0,15 + 0,15/s} = \frac{344,4}{s/0,15 + 0,15/s}.$$

7. Задаваясь значениями скольжения s в пределах от 0 до 1, определяем по (4.10) момент АД и строим механическую характеристику (рис. 4.4).

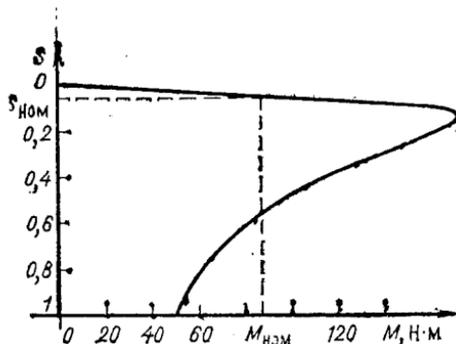


Рис. 4.4. К примеру 4.1

4.2. КОЭФФИЦИЕНТ МОЩНОСТИ АД И СПОСОБЫ ЕГО ПОВЫШЕНИЯ

Коэффициент мощности АД определяется выражением

$$\cos \varphi = P/S = P/\sqrt{P^2 + Q^2}, \quad (4.14)$$

где $P = M\omega_0 + 3I_1^2 R_1$ — активная мощность; $Q = 3I_{\mu}^2 x_{\mu} + 3I_1^2 x_1 + 3I_2^2 x_2'$ — реактивная мощность; $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$ — полная (кажущаяся) мощность.

Для большинства АД $\cos \varphi_{\text{ном}} \approx 0,8 \div 0,9$. Для этих значений $Q = (0,5 \div 0,75) P$, т. е. АД на каждый киловатт активной мощности потребляет из сети 0,5—0,75 квар реактивной мощности. Чем ниже $\cos \varphi$, тем большую реактивную мощность потребляет АД из сети, загружая ее дополнительным током и вызывая в ней дополнительные потери.

Коэффициент мощности существенно зависит от нагрузки АД. При холостом ходе АД коэффициент мощности невелик, так как относительно велика доля реактивной мощности по сравнению с активной. По мере увеличения нагрузки АД возрастает и $\cos \varphi$, достигая своего максимального значения примерно в области номинальной нагрузки АД. Зависимость $\cos \varphi$ от нагрузки для АД серии 4А при различных номинальных $\cos \varphi$ приведена на рис. 4.5.

На рис. 4.6 приведены зависимости номинального коэффициента мощности $\cos \varphi_{\text{ном}}$ для АД различных номинальных мощностей и чисел пар полюсов p . Характерным для этих зависимостей является увеличение $\cos \varphi_{\text{ном}}$ при росте номинальной мощности АД. Из кривых рис. 4.6 также вид-

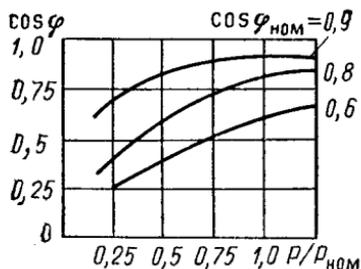


Рис. 4.5. Зависимости коэффициента мощности от степени нагрузки АД серии 4А

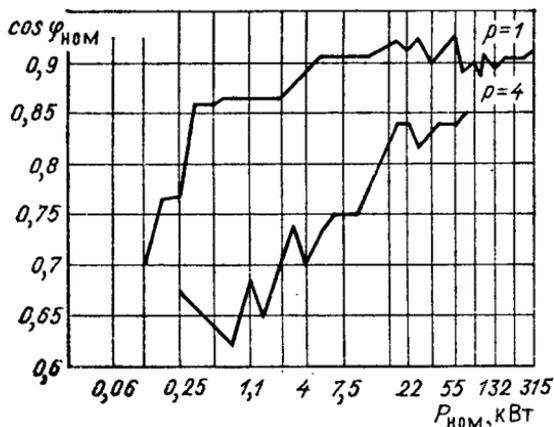


Рис. 4.6. Значения номинального коэффициента мощности для АД серии 4А при различных скоростях и номинальных мощностях

но, что АД с меньшим числом пар полюсов (с более высокими скоростями) имеют более высокий номинальный $\cos \varphi_{\text{ном}}$.

Асинхронные двигатели являются основными потребителями реактивной мощности в системе электроснабжения (60—65 % общего объема ее потребления), поэтому повышение коэффициента их мощности представляет собой важную технико-экономическую задачу. В настоящее время разработаны и применяются следующие основные мероприятия по повышению $\cos \varphi$ АД [29]:

1. Замена малозагруженных АД двигателями меньшей мощности. Эта возможность повышения $\cos \varphi$ асинхронно-

го электропривода непосредственно следует из рассмотрения рис. 4.5. При замене АД меньшей мощности будет работать с номинальной (или близкой к ней) мощностью на валу и при этом с более высокими $\cos \varphi$ (попутно отметим, что и его КПД также будет более высоким).

Расчеты показывают, что если средняя нагрузка АД менее 45 % номинальной мощности, то целесообразна замена его АД меньшей мощности. При загрузке АД более 70 % их замена является нецелесообразной, а при загрузке АД в пределах от 45 до 70 % целесообразность их замены должна быть подтверждена дополнительными технико-экономическими расчетами.

2. Ограничение времени работы АД на холостом ходу. Так как в этом режиме АД имеет низкий $\cos \varphi$, то при больших продолжительностях этого режима АД целесообразно отключать от сети.

3. Понижение напряжения питания АД, работающих с малой нагрузкой. При снижении питающего АД напряжения уменьшается потребляемая им реактивная мощность и повышается $\cos \varphi$. Одна из возможностей реализации этого способа связана с переключением обмоток статора с треугольника на звезду, что приведет к снижению напряжения на обмотке каждой фазы в $\sqrt{3}$ раз.

4. Замена АД синхронными двигателями (СД) в тех случаях, когда это возможно по условиям технологического процесса рабочей машины. Как будет показано далее (§ 5.2), СД обладают весьма ценным свойством: работать с $\cos \varphi = 1$ (т. е. не потреблять из сети реактивную мощность), а при необходимости генерировать в сеть реактивную мощность.

4.3. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ, ТОКА И МОМЕНТА С ПОМОЩЬЮ РЕЗИСТОРОВ В ЦЕПЯХ РОТОРА И СТАТОРА

Один из распространенных способов регулирования скорости, тока и момента АД с фазным ротором связан с введением и изменением дополнительных резисторов в цепи его ротора. Схема, в которой реализуется этот способ регулирования, приведена на рис. 4.7, а. Основным достоинством этого способа является простота реализации, что определило его широкое применение в ряде электроприводов.

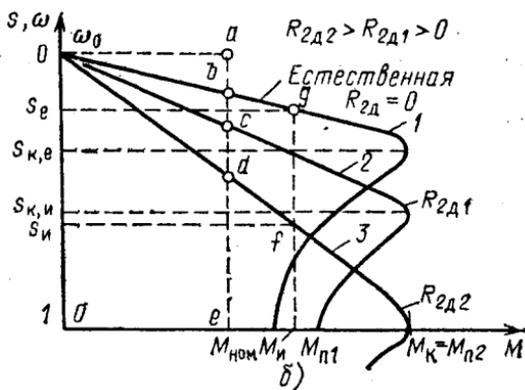
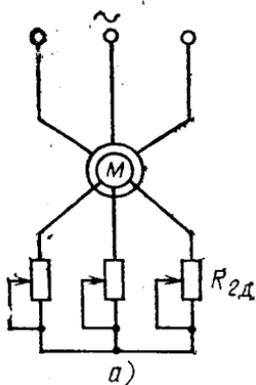


Рис. 4.7. Регулирование координат АД с помощью резисторов в цепи ротора:

а — схема; б — механические характеристики

а) Характеристики и показатели

Для построения семейства получаемых при этом способе искусственных механических характеристик проведем анализ их характерных точек. С помощью (4.7) и (4.8) и выражения для скорости идеального холостого хода $\omega_0 = 2\pi f_1 / p$ отмечаем следующее:

- 1) скорость идеального холостого хода АД ω_0 при регулировании $R_{2д}$ не изменяется;
- 2) максимальный (критический) момент двигателя M_n также остается неизменным;
- 3) критическое скольжение s_k увеличивается при увеличении $R_{2д}$.

Выполненный анализ позволяет представить искусственные реостатные характеристики в виде семейства кривых, показанного на рис. 4.7, б.

Использование этих характеристик для регулирования скорости АД характеризуется такими же показателями, что и для ДПТ независимого возбуждения. Диапазон регулирования скорости небольшой — около 2—3, что определяется снижением жесткости характеристик и ростом потерь по мере увеличения диапазона регулирования скорости.

Плавность регулирования при реостатном регулировании небольшая и определяется плавностью изменения дополнительного резистора $R_{2д}$. Скорость АД изменяется только вниз от основной.

Экономичность способа определяется стоимостью используемых средств регулирования и расходами при эксплуатации электропривода. Затраты, связанные с созданием данной системы электропривода, невелики, так как для регулирования обычно используются простые и дешевые ящики металлических резисторов. В то же время при эксплуатации этой системы затраты велики, поскольку значительны потери энергии.

Электрические потери в роторной цепи ΔP_2 , называемые потерями скольжения, определяются выражением

$$\Delta P_2 = P_1 - P_2 = M\omega_0 - M\omega = M\omega_0 s = P_1 s, \quad (4.15)$$

которое аналогично (3.9). Чем больше скольжение s , тем больше потери в роторной цепи, поэтому реализация большого диапазона регулирования скорости приводит к значительным потерям энергии и снижению КПД электропривода.

Регулирование скорости этим способом применяется в тех случаях, когда требуется небольшой диапазон регулирования скорости и работа на пониженных скоростях непродолжительна. Например, этот способ нашел широкое применение в электроприводе ряда подъемно-транспортных машин и механизмов.

Рассматриваемый способ также используется для регулирования тока и момента АД при его пуске.

Если обратиться к характеристикам рис. 4.7, б, то можно отметить, что за счет подбора сопротивления резистора пусковой момент АД может быть увеличен вплоть до значения критического момента M_k . Это свойство АД используется при его пуске с моментом нагрузки, превышающим пусковой момент АД M_n на естественной характеристике.

Пусковой ток АД в соответствии с (4.1) уменьшается по мере увеличения $R_{2д}$, что позволяет с помощью введения добавочных резисторов осуществлять его ограничение.

б) Расчет резисторов в цепи ротора

Задача по расчету дополнительных резисторов в цепи ротора обычно формулируется следующим образом. Задана искусственная механическая характеристика АД (полностью или частично) или отдельная точка этой характеристики с координатами ω_n , M_n . Найти сопротивление дополнительного резистора $R_{2д}$, при включении которого в цепь ротора АД будет иметь заданную искусственную характе-

ристику или же она будет проходить через заданную точку. При этом предполагается, что естественная механическая характеристика АД известна (рассчитана или снята экспериментально). Отметим, что требуемая искусственная характеристика может быть задана по условиям пуска или регулирования скорости.

Расчет сопротивления добавочного резистора $R_{2д}$ может быть выполнен несколькими способами в зависимости от формы задания требуемой искусственной механической характеристики.

1. Искусственная характеристика задана полностью и известен участок критического момента, как, например, характеристика 2 на рис. 4.7, б. В этом случае расчет целесообразно вести по формуле (4.8), с помощью которой находится отношение критических скольжений АД на естественной и искусственной характеристиках,

$$s_{к,е}/s_{к,и} = R'_p / (R'_p + R'_{2д1}) = R_p / (R_p + R_{2д1}), \quad (4.16)$$

где R_p — сопротивление фазы ротора АД.

Из (4.16) определяем искомое значение $R_{2д1}$

$$R_{2д1} = R_p (s_{к,и}/s_{к,е} - 1). \quad (4.17)$$

2. Если искусственная характеристика задана своей рабочей частью и участок критического момента не определен, то удобно использовать метод отрезков, который уже рассматривался в гл. 3 применительно к ДПТ независимо возбуждения. На рис. 4.7, б выполнено построение для АД при использовании этого метода, для чего проведена вертикальная линия, соответствующая номинальному моменту $M_{ном}$, и отмечены характерные точки a, b, c, d, e . Сопротивление искомого резистора $R_{2д1}$ определяется с помощью следующей формулы:

$$R_{2д1} = R_{2ном} bc/ae, \quad (4.18)$$

где $R_{2ном} = E_{2к} / (\sqrt{3} I_{2ном})$ — номинальное сопротивление АД; $E_{2к}$ — ЭДС ротора при $s=1$; $I_{2ном}$ — номинальный ток ротора.

С помощью метода отрезков из рис. 4.7, б при необходимости может быть найдено и сопротивление фазы обмотки АД R_p

$$R_p = R_{2ном} ab/ae. \quad (4.19)$$

Еще одно удобное соотношение для расчета сопротивления добавочного резистора в цепи ротора может быть

получено на основании выражения (4.5). Из него следует, что при любом фиксированном токе и моменте АД отношение полного сопротивления цепи ротора к скольжению есть величина постоянная, т. е. $R_2/s = \text{const}$. Таким образом, если задана некоторая точка f искусственной характеристики Z (см. рис. 4.7, б) с координатами M_n, s_n , то искомое сопротивление резистора $R_{2д2}$ может быть найдено по следующей формуле, аналогичной (4.17):

$$R_{2д2} = R_p (s_n/s_e - 1), \quad (4.20)$$

где s_e — скольжение АД на естественной характеристике, соответствующее моменту M_n .

Отметим, что при отсутствии данных о значении сопротивления резистора R_p оно может быть найдено по следующей приближенной формуле:

$$R_p = E_{2к} s_{ном} / \sqrt{3} I_{2ном}, \quad (4.21)$$

где $s_{ном}$ — номинальное скольжение АД.

Пример 4.2. Для АД с контактными кольцами рассчитать сопротивление добавочного резистора $R_{2д}$, при включении которого в цепь ротора момент АД при пуске равен критическому (максимальному). Двигатель имеет следующие технические данные: $P_{ном} = 4$ кВт; $n_{ном} = 960$ об/мин; $U_{1ном} = 380$ В; $I_{2ном} = 27,3$ А; $E_{2к} = 100$ В; $f_1 = 50$ Гц; $p = 3$; $\lambda_m = 2$.

1. Определяем скорость идеального холостого хода

$$\omega_0 = 2\pi f_1 / p = 2 \cdot 3,14 \cdot 50 / 3 = 104,7 \text{ рад/с.}$$

2. Вычисляем номинальные скорость и скольжение АД

$$\omega_{ном} = 2\pi n_{ном} / 60 = 2 \cdot 3,14 \cdot 960 / 60 = 100,5 \text{ рад/с;}$$

$$s_{ном} = (\omega_0 - \omega_{ном}) / \omega_0 = (104,7 - 100,5) / 104,7 = 0,04.$$

3. Находим критическое скольжение АД

$$s_k = s_{ном} (\lambda_m + \sqrt{\lambda_m^2 - 1}) = 0,04 (2 + \sqrt{4 - 1}) = 0,15.$$

4. Рассчитываем сопротивление фазы ротора АД по формуле (4.21)

$$R_p = E_{2к} s_{ном} / \sqrt{3} I_{2ном} = 100 \cdot 0,04 / (\sqrt{3} \cdot 27,3) = 0,85 \text{ Ом.}$$

5. Определяем искомое сопротивление дополнительного резистора в цепи ротора, учитывая, что $s_{к,н} = 1$,

$$R_{2д} = R_p (s_{к,н} / s_{к,е} - 1) = 0,85 (1 / 0,15 - 1) = 4,82 \text{ Ом.}$$

Пример 4.3. Для рассмотренного в примере 4.2 АД рассчитать добавочное сопротивление в цепи ротора, при котором АД имеет при номинальном моменте скорость, равную половине номинальной, т. е. $\omega_n = 0,5 \omega_{ном} = 0,5 \cdot 100,5 = 50,25$ рад/с.

1. Определяем скольжение, соответствующее скорости ω_n ,

$$s_n = (\omega_0 - \omega_n) / \omega_0 = (104,7 - 50,25) / 104,7 = 0,52.$$

2. Рассчитываем с помощью формулы (4.20) искомое сопротивление дополнительного резистора

$$R_{2д} = R_p (s_n / s_{ном} - 1) = 0,85 (0,52 / 0,04 - 1) = 11,05 \text{ Ом}.$$

в) Регулирование координат с помощью резисторов в цепи статора

Схема, позволяющая регулировать координаты АД за счет добавочных резисторов в цепи статора, приведена на рис. 4.8, а. Чаще всего этот способ применяется для АД с короткозамкнутым ротором, у которых нельзя использовать

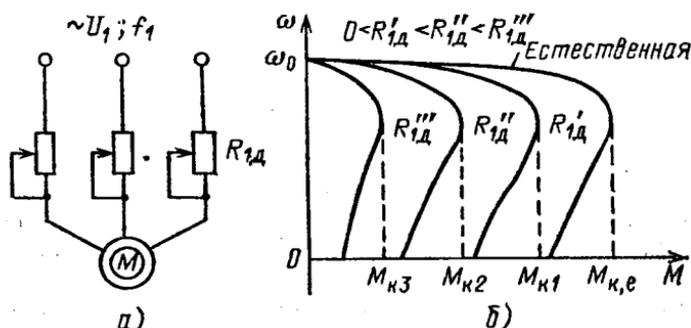


Рис. 4.8. Регулирование координат АД с помощью резисторов в цепи статора:

а — схема; б — механические характеристики

цепь ротора для включения каких-либо регулирующих устройств. Схема рис. 4.8, а соответствует симметричному включению добавочных резисторов во все три фазы статора. Помимо такой схемы используется включение резистора в одну фазу, что позволяет получить примерно такие же характеристики двигателя при уменьшении количества регулирующих элементов.

Получаемые при этом искусственные характеристики приведены на рис. 4.8, б. Они построены исходя из анализа характерных точек механической характеристики, а именно:

1. Скорость идеального холостого хода ω_0 не зависит от сопротивления фазы статора R_1 , поэтому все искусственные

характеристики проходят через одну и ту же точку на оси ординат.

2. Критические момент и скольжение АД в соответствии с (4.7) и (4.8) уменьшаются по мере увеличения $R_{1д}$.

3. Пусковой момент АД M_n , который определяется выражением (4.6) при $s=1$, также уменьшается при увеличении $R_{1д}$.

Искусственные характеристики рис. 4.8, б мало пригодны для регулирования скорости АД: они обеспечивают небольшой диапазон изменения скорости; жесткость характеристик АД и его перегрузочная способность, характеризующая критическим моментом, по мере увеличения $R_{1д}$ снижаются; способ отличает и низкая экономичность.

В силу этих недостатков регулирование скорости АД с помощью активных резисторов в цепи его статора применяется редко. Этот способ обычно используется для ограничения токов и моментов АД с короткозамкнутым ротором в различных переходных процессах — при пуске, реверсе и торможении. Например, такая схема применяется в электроприводе лифтов, имеющем двухскоростной АД. В таких электроприводах при переходе с высокой скорости на пониженную в цепь низкоскоростной обмотки статора вводится добавочный резистор, который обеспечивает ограничение тока и момента АД.

Расчет добавочных резисторов в цепи статора для заданных токов и моментов приведен в [5].

4.4. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ АД ИЗМЕНЕНИЕМ ЧИСЛА ПАР ПОЛЮСОВ

Этот способ используется для регулирования скорости многоскоростных АД с короткозамкнутым ротором. Возможность получения искусственных характеристик АД данным способом, и следовательно, регулирования его скорости, непосредственно следует из выражения для угловой скорости магнитного поля АД $\omega_0 = 2\pi f_1 / p$.

Изменение числа пар полюсов АД p производится за счет переключений в обмотке статора, при этом число пар полюсов короткозамкнутого ротора изменяется автоматически. Так как количество полюсов АД может быть равным только целому числу — 1, 2, 3 и т. д., то следовательно, данный способ обеспечивает только ступенчатое регулирование скорости. Двигатели, допускающие регулирование скорости этим способом, получили название многоскоростных.

Изменение числа полюсов АД достигается, когда на статоре АД располагаются две (или больше) не связанные друг с другом обмотки, имеющие разное число пар полюсов p_1 и p_2 . При подключении к сети одной обмотки, например с p_1 парами полюсов, АД имеет синхронную скорость

$$\omega_{01} = 2\pi f_1 / p_1.$$

Вторая обмотка при этом обесточена. Для получения другой скорости отключается первая обмотка и подключается на сеть вторая обмотка с p_2 парами полюсов, при этом синхронная скорость АД станет равной

$$\omega_{02} = 2\pi f_1 / p_2$$

и АД будет иметь уже другую механическую характеристику.

Наряду с такими АД, получившими название многообмоточных, широкое распространение получил другой тип многоскоростных АД, у которых изменение числа пар полюсов вращающегося магнитного поля достигается за счет изменения схемы соединения статорной обмотки АД. Для этого каждая фаза статора разделена на несколько одинаковых частей (чаще всего на две части) и имеет от них соответствующее число выводов.

Рассмотрим принцип получения различного числа пар полюсов при переключении частей обмотки статора на следующем упрощенном примере.

На рис. 4.9 показана схема одной фазы статорной обмотки, которая состоит из двух одинаковых частей $1H-1K$, $2H-2K$, имеющих два проводника. Если секции соединены так, как это показано на рис. 4.9, а, и к обмотке статора подведен ток I , имеющий в данный момент времени направление, показанное стрелками, то образуется магнитное

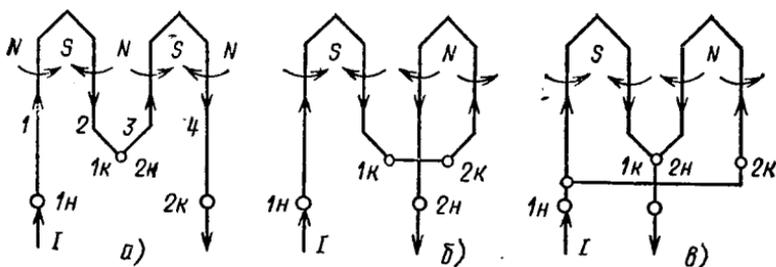


Рис. 4.9. Изменение числа пар полюсов обмотки статора

поле с четырьмя полюсами, т. е. $p=2$ (направление магнитных силовых линий определяем с помощью правила буравчика). Оставив направлением тока тем же, изменим несколько схему соединения обмотки, подключив конец первой секции $1к$ к концу второй $2к$ (рис. 4.9, б). Из рис. 4.9, б следует, что в этом случае статорная обмотка образует магнитное поле с числом пар полюсов, вдвое меньшим по сравнению с полем рис. 4.9, а. Уменьшение вдвое числа пар полюсов достигается и в схеме рис. 4.9, в, где секции соединены параллельно ($1н$ с $2к$, $1к$ с $2н$). В том и другом случае (рис. 4.9, б и в) уменьшение числа пар полюсов, и следовательно, увеличение скорости АД, достигается изменением направления тока на противоположное в одной из секций (в данном случае во второй). При этом диапазон изменения угловой скорости магнитного поля равен двум.

Наиболее часто на практике встречаются две схемы переключения статорной обмотки многоскоростных АД: 1) с треугольника (Д) на двойную звезду (УУ); 2) со звезды (У) на двойную звезду (УУ).

Рассмотрим схемы соединения статора и механические характеристики АД для этих случаев.

Треугольник — двойная звезда. Для получения большего числа пар полюсов p_1 секции каждой фазы статора включены в треугольник согласно, т. е. так, как это показано на рис. 4.10, а, где $A_{1н}$ и $A_{2н}$ — начала соответственно первой и второй секций фазы A ; $A_{1к}$ и $A_{2к}$ — их концы. Обозначения для выводов секций фаз B и C , схемы включения которых аналогичны схемам фазы A , опущены. Соединение секций по схеме рис. 4.10, б, как отмечалось выше, вызовет уменьшение в 2 раза числа пар полюсов АД. Схема рис. 4.10, б получила название двойной звезды.

Для получения общего вида механических характеристик определим допустимую мощность АД при включении его статора по схемам рис. 4.10, а и б. Учитывая, что допустимый ток в секции обмотки статора $I_{\text{доп}} = I_{\text{ном}}$ остается неизменным при переключении числа пар полюсов, допустимую первичную мощность определим:

для схемы треугольник (рис. 4.10, а)

$$P_{\text{доп}} = 3U_1 I_{\text{ном}} \cos \varphi_{1\Delta}; \quad (4.22)$$

для схемы двойная звезда (рис. 4.10, б)

$$P_{\text{доп}} = \frac{3U_1}{\sqrt{3}} 2I_{\text{ном}} \cos \varphi_{1УУ} = 3,46U_1 I_{\text{ном}} \cos \varphi_{1УУ}. \quad (4.23)$$

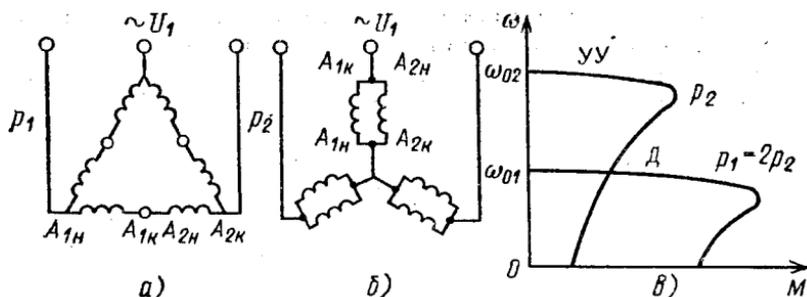


Рис. 4.10. Соединение обмоток статора в треугольник (а), двойную звезду (б) и механические характеристики при схемах треугольник — двойная звезда (Д—УУ) (в)

Из полученных выражений следует, что при $\cos \varphi_{1Д} \approx \cos \varphi_{1УУ}$ допустимая мощность АД остается практически неизменной. Поэтому при увеличении вдвое числа пар полюсов АД и уменьшении тем самым вдвое синхронной скорости допустимый момент на валу АД увеличивается примерно в 2 раза. Механические характеристики АД для данного способа переключения обмоток показаны на рис. 4.10, в. Они соответствуют регулированию скорости при постоянной мощности.

Звезда — двойная звезда. В этой схеме меньшей угловой скорости АД соответствует соединение обмоток статора, показанное на рис. 4.11, а. Секции фаз статора соеди-

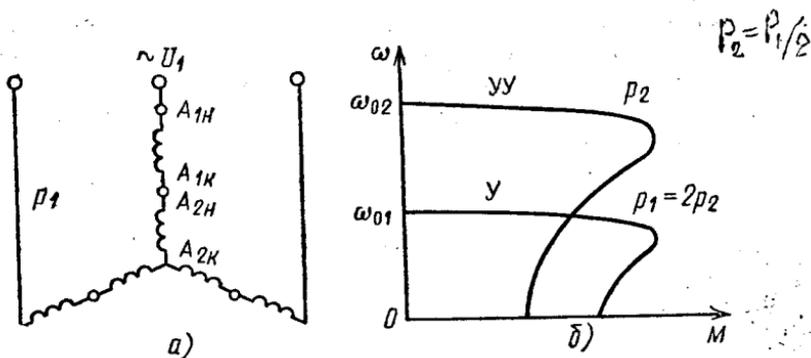


Рис. 4.11. Соединение обмоток статора в звезду (а) и механические характеристики двигателя при схемах звезда—двойная звезда (б)

нены в этой схеме также последовательно и согласно и образуют при подключении АД к сети систему p_1 пар полюсов вращающегося магнитного поля, которой соответствует синхронная скорость ω_{01} . Переключение на двойную звезду осуществляется по схеме на рис. 4.10, б, при этом число пар полюсов станет $p_2 = p_1/2$. Получаемые механические характеристики такого двухскоростного АД изображены на рис. 4.11, б. В отличие от рассмотренной выше схемы переключения треугольник — двойная звезда, в которой регулирование скорости АД осуществляется при постоянной мощности нагрузки на его валу, в этой схеме изменение скорости может осуществляться при постоянном моменте нагрузки M_c . Это следует из рассмотрения выражений допустимой мощности АД, которая для схемы двойная звезда (рис. 4.10, б) определяется формулой (4.23), а для схемы звезда согласно рис. 4.11, а — формулой

$$P_{\text{доп}} = 3 \frac{U_t}{\sqrt{3}} I_{\text{ном}} \cos \varphi_{1y}. \quad (4.24)$$

Из (4.23) и (4.24) видно, что допустимая мощность при переключении статорной обмотки на меньшее число пар полюсов (когда скорость АД увеличивается в 2 раза) возрастает также в 2 раза. Тем самым допустимые моменты при работе АД в обеих схемах включения примерно одинаковы и характеристики имеют показанный на рис. 4.11, б вид.

Помимо рассмотренных двухскоростных АД применяются также трех- и четырехскоростные АД. Первые из них помимо переключаемой обмотки статора, выполняемой аналогично рассмотренной выше, имеют также и одну непереключаемую обмотку. Четырехскоростные АД с различным числом пар полюсов p_1, p_2, p_3, p_4 позволяют получить четыре различные механические характеристики.

Рассматриваемый способ регулирования скорости характеризуется рядом положительных показателей, что определяет широкое его применение в регулируемом электроприводе переменного тока. К ним в первую очередь следует отнести экономичность регулирования, так как регулирование скорости изменением числа пар полюсов не сопровождается выделением в роторной цепи больших потерь энергии скольжения, вызывающих излишний нагрев АД и ухудшающих его КПД.

Из рис. 4.10, в и 4.11, б видно, что механические характеристики многоскоростных асинхронных электродвигате-

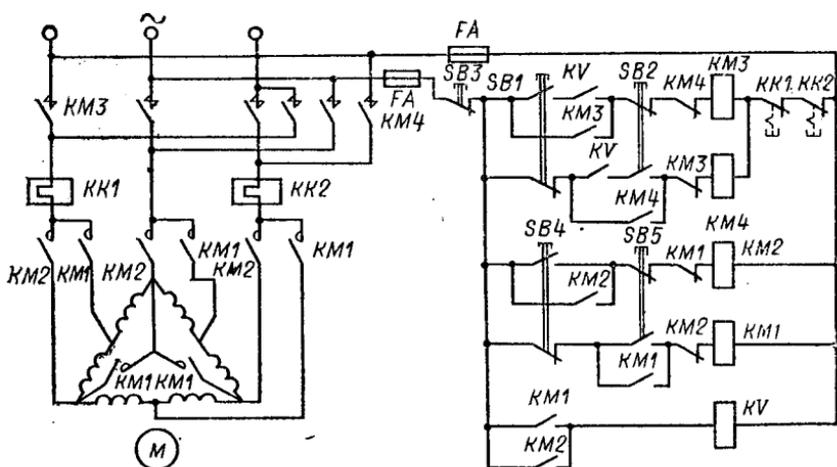


Рис. 4.12. Схема управления двухскоростным АД

лей отличаются хорошей жесткостью и достаточной перегрузочной способностью.

Недостатком этого способа является ступенчатость изменения скорости двигателя и относительно небольшой диапазон ее регулирования, не превышающий обычно 6—8.

На рис. 4.12 показана практическая схема управления двухскоростным АД с короткозамкнутым ротором. Схема обеспечивает две скорости АД путем соединения обмотки статора в треугольник или двойную звезду, а также его реверсирование. Она состоит из контакторов большой $KM1$ и малой $KM2$ скорости, линейных контакторов направления вращения АД «Вперед» $KM3$ и «Назад» $KM4$, блокировочного реле KV и кнопок управления $SB3$, $SB1$, $SB2$, $SB4$, $SB5$. Защита электропривода осуществляется тепловыми реле $KK1$ и $KK2$ и предохранителями FA .

Для пуска АД, например, на низкую скорость нажимается кнопка $SB4$, после чего срабатывает контактор $KM2$ и реле KV . Статор АД оказывается включенным по схеме треугольник, а реле KV , замкнув свои контакты в цепях аппаратов $KM3$ и $KM4$, подготавливают двигатель к подключению к сети. Далее нажатие кнопки $SB1$ или $SB2$ приводит к включению АД соответственно в направлении «Вперед» или «Назад».

После разбега АД до низкой скорости может быть осуществлен его разгон до высокой скорости. Для этого должна быть нажата кнопка *SB5*, что приведет к отключению контактора *KM2* и включению контактора *KM1* и пересоединению в результате этого обмотки статора со схемы треугольник на схему двойная звезда.

Остановка АД производится нажатием кнопки *SB3*, после чего он отключается от сети и схема возвращается в исходное положение.

Применение двухцепных кнопок в схеме позволяет осуществить блокировку от одновременного срабатывания контакторов *KM1* и *KM2*, *KM3* и *KM4*. Этой же цели служат включенные в цепи катушек этих контакторов замыкающие блокировочные контакты *KM1*, *KM2*, *KM3*, *KM4*.

4.5. РЕГУЛИРОВАНИЕ КООРДИНАТ ЭЛЕКТРОПРИВОДА В СИСТЕМЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ — ДВИГАТЕЛЬ

а) Схема включения и характеристики АД

Одним из возможных способов регулирования координат АД является изменение напряжения на выводах его статора, при этом частота такого напряжения постоянна и равна частоте сети переменного тока. На рис. 4.13, а приведена схема электропривода при реализации этого способа. Между выводами питающей сети и статора АД включен преобразователь напряжения, при использовании которого может изменяться напряжение, подводимое к статору АД.

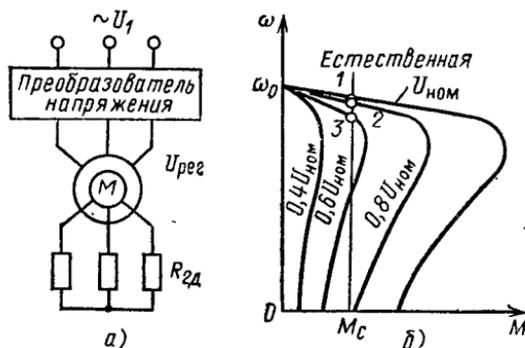


Рис. 4.13. Регулирование координат АД изменением напряжения на статоре:

а — схема; б — механические характеристики

Возможность регулирования координат АД с помощью изменения напряжения следует из анализа формулы (4.7), согласно которой путем регулирования фазного напряжения U_{ϕ} можно изменять критический (максимальный) момент АД и получать тем самым искусственные характеристики. Критическое скольжение АД и его синхронная скорость от напряжения не зависят и остаются неизменными при его регулировании.

На рис. 4.13, б приведены механические характеристики АД при регулировании напряжения на выводах его статора. Как видно из этих графиков, получаемые искусственные характеристики оказываются малоприспособленными для целей регулирования скорости, так как по мере уменьшения напряжения резко снижаются критический момент АД и его перегрузочная способность, а диапазон регулирования скорости очень мал.

По этим причинам разомкнутая схема рис. 4.13, а может использоваться лишь для регулирования момента АД и его тока, который в соответствии с формулой (4.1) пропорционален напряжению статора. Для регулирования скорости АД создаются замкнутые системы, одна из которых рассмотрена ниже.

б) Система тиристорный преобразователь — двигатель

Для регулирования напряжения на выводах статора АД могут использоваться различные устройства — автотрансформаторы, магнитные усилители и тиристорные преобразователи напряжения (ТПН). Последний вид регуляторов напряжения — ТПН получил в настоящее время наибольшее распространение и серийно выпускается промышленностью [41]. Определяется это рядом достоинств ТПН: высоким КПД, простотой в обслуживании, легкостью автоматизации работы электропривода.

На рис. 4.14, а приведена силовая часть схемы регулирования напряжения на однофазной нагрузке Z_n . Если на тиристоры $VS1$ и $VS2$ не подаются импульсы управления от СИФУ (на схеме не показана), то они закрыты и напряжение на нагрузке U_n равно нулю. При подаче на тиристоры импульсов управления в момент их естественного открытия (угол управления $\alpha=0$) они будут полностью открыты и к нагрузке будет приложено все напряжение сети U_1 . Если осуществлять подачу импульсов управления на тиристоры с некоторой задержкой относительно момента естест-

венного открытия (угол управления $\alpha \neq 0$), то к нагрузке будет прикладываться часть напряжения сети. Изменяя угол управления α от нуля до π , можно регулировать напряжение на нагрузке от полного напряжения сети до нуля.

Существенно отметить, что форма напряжения на нагрузке является несинусоидальной. Несинусоидальное напряжение можно представить как совокупность нескольких

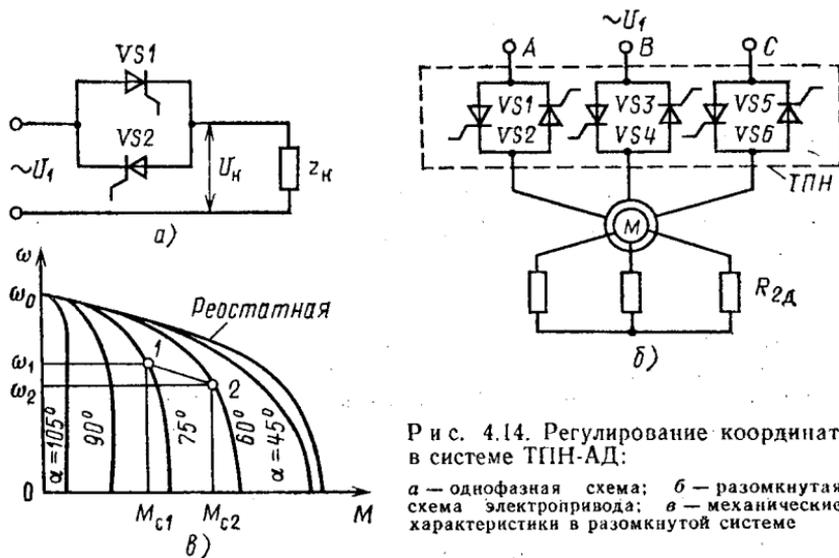


Рис. 4.14. Регулирование координат в системе ТПН-АД:

а — однофазная схема; *б* — разомкнутая схема электропривода; *в* — механические характеристики в разомкнутой системе

синусоидальных напряжений, каждое из которых изменяется с определенной частотой. Из приведенных рассуждений вытекает следующий вывод: кривую напряжения на нагрузке при работе схемы рис. 4.14, *а* можно разложить на отдельные составляющие, причём частота изменения первой из них равна частоте питающего напряжения, а частоты других составляющих больше, чем первой. Указанная первая составляющая называется 1-й или основной гармоникой, а все другие составляющие называются высшими гармониками. Обычно 1-я гармоника имеет наибольшую амплитуду и по ней ведутся все основные расчеты.

Показанное на рис. 4.14, *а* соединение тиристорov называется встречно-параллельным. Оно обеспечивает поочерёдную работу каждого из тиристорov в течение одного полупериода частоты сети. Такие пары встречно-параллельно соединенных тиристорov используются и для регулиро-

вания напряжения трехфазного АД. Отметим, что иногда вместо такой пары тиристоров используется симметричный тиристор (симистор), обеспечивающий такой же принцип действия преобразователя напряжения.

На рис. 4.14, б приведена практическая схема управления АД с помощью ТПН, состоящего из трех пар встречно-параллельно соединенных тиристоров, каждая из которых включена между фазой сети и фазой статора АД. Регулирование напряжения на АД в этой схеме осуществляется, как и в схеме на рис. 4.14, а, изменением угла управления, т. е. сдвигом во времени управляющих импульсов, подаваемых на управляющие электроды тиристоров.

Управляющие импульсы подаются на все тиристоры не одновременно, а со сдвигом во времени на третью часть периода частоты сети. Это определяется тем, что управляющий импульс каждого тиристора должен быть сдвинут относительно напряжения той фазы сети, к которой подключен тиристор, на один и тот же угол управления α , а фазные напряжения сети сдвинуты относительно друг друга на 120° .

При изменении угла управления α изменяется напряжение на фазах АД аналогично тому, как это было рассмотрено для однофазной цепи, а именно: при увеличении угла α амплитуда 1-й гармоники напряжения уменьшается. На рис. 4.14, в приведены механические характеристики АД, каждая из которых соответствует одному значению угла управления α . Эти характеристики аналогичны показанным на рис. 4.13, б, соответствующим случаю питания АД от идеального источника изменяющегося синусоидального напряжения.

Возникающие на выходе ТПН высшие гармоники напряжения оказывают определенное влияние на работу АД. В частности, каждая гармоника напряжения определяет прохождение дополнительного тока в обмотках АД, который вызывает соответствующие дополнительные потери в обмотках. Анализ показывает, что при питании АД от ТПН по схеме рис. 4.14, б потери на 10—20 % больше, чем при питании АД от источника изменяющегося синусоидального напряжения. Вместе с тем следует отметить, что высшие гармоники напряжения оказывают незначительное влияние на момент АД.

Как уже отмечалось, характеристики, приведенные на рис. 4.14, в, мало удовлетворяют целям регулирования скорости АД. Из графиков следует, что с увеличением угла

управления α снижается критический момент АД и падает жесткость его механических характеристик. Вследствие этого при возможных колебаниях момента сопротивления механизма M_c скорость его движения может резко измениться, что в большинстве случаев недопустимо.

Действительно, пусть, например (рис. 4.14, в), момент сопротивления на валу АД равен M_{c1} . Если угол управления α равен 75° , то рабочая точка электропривода находится в положении 1. Предположим, что по каким-то причинам увеличился момент нагрузки на валу АД до значения M_{c2} . Двигатель при этом начнет замедляться и в конечном итоге остановится, так как его критический момент меньше момента сопротивления M_{c2} . В то же время по условиям производственного процесса допустимо уменьшение угловой скорости только до значения ω_2 . Очевидно, что для выполнения этого требования должен быть уменьшен угол α до 60° , при этом момент АД увеличится и рабочая точка электропривода переместится в положение 2.

Высказанные соображения показывают, что для получения благоприятных механических характеристик АД, управляемого с помощью ТПН, необходимо регулировать угол α в зависимости от изменения момента M_c нагрузки. Такое регулирование можно осуществить вручную, когда за работой электропривода наблюдает оператор, который при недопустимых колебаниях скорости производственного механизма регулирует положение определенной рукоятки управления, изменяющей угол α . Однако наиболее просто и с лучшими результатами эти функции могут выполнить системы автоматического регулирования, которые без участия человека обеспечивают поддержание скорости АД на заданном уровне.

Рассмотрим для примера принцип действия широко распространенной системы автоматического регулирования скорости АД с контактными кольцами, в которой используется обратная связь по скорости АД. Принципиальная электрическая схема этой системы показана на рис. 4.15, а.

Между выводами сети и статора АД включены три пары встречно-параллельно соединенных тиристоров: $VS1, VS2, VS3, VS4, VS5, VS6$. Управляющие электроды тиристоров подсоединены к выходам СИФУ, которая распределяет управляющие импульсы на все тиристоры и осуществляет их сдвиг в зависимости от сигнала управления U_γ . К валу АД подсоединен тахогенератор BR , ЭДС $e_{тг}$ которого пропорциональна скорости $e_{тг} = \gamma\omega$, где γ — коэффициент про-

порциональности. Электродвижущая сила тахогенератора сравнивается с задающим напряжением $U_{з,с}$, снимаемым с задающего потенциометра $ЗП$, причем эти напряжения включены навстречу друг другу. Разность напряжений $U_{з,с}$ и $e_{тг}$, равная напряжению управления

$$U_y = U_{з,с} - \gamma\omega, \quad (4.25)$$

поступает на вход СИФУ.

Рассмотрим работу схемы на рис. 4.15, а при увеличении нагрузки на валу АД. Пусть при скорости АД ω_1 таким образом подобраны задающий сигнал $U_{з,с}$ и сигнал обратной связи $e_{тг}$, что угол управления α равен 75° (см. рис. 4.14, в). Тогда при моменте сопротивления $M_{с1}$ АД будет работать в точке 1. При увеличении нагрузки на валу АД до значения $M_{с2}$ скорость АД начнет снижаться, соответственно начнет уменьшаться и ЭДС тахогенератора $e_{тг} \sim \omega$. Уменьшение $e_{тг}$ вызывает согласно (4.25) увеличение напряжения управления U_y , что определит уменьшение α по-

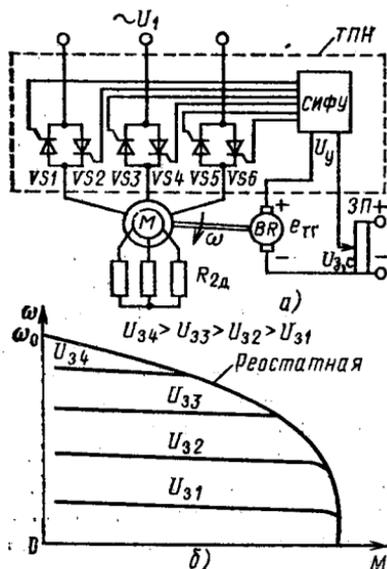


Рис. 4.15. Замкнутая система ТПН—АД:

а — схема; б — механические характеристики

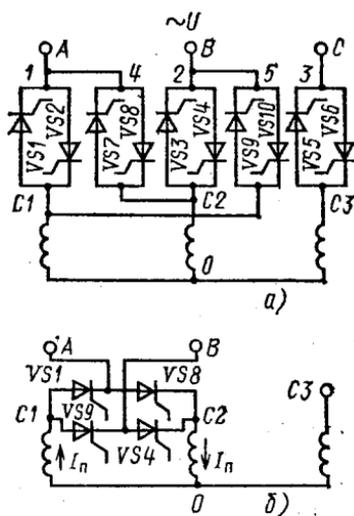


Рис. 4.16. Использование ТПН для реверса АД (а) и динамического торможения (б)

мощью СИФУ угла управления до значения $\alpha=60^\circ$. Двигатель при этом станет работать в точке 2 на характеристике, соответствующей $\alpha=60^\circ$. При этом угловая скорость ω_2 будет меньше, чем ω_1 , однако путём соответствующего выбора тахогенератора и параметров СИФУ можно получить достаточно жесткие механические характеристики, например характеристику вида 1—2, показанную на рис. 4.14, в.

Изменяя с помощью потенциометра ЗП значение задающего напряжения $U_{з,с}$, можно получить ряд механических характеристик электропривода, показанных на рис. 4.15, б. Из рис. 4.15, б следует, что эти характеристики имеют относительно высокую жесткость и перегрузочную способность и позволяют обеспечить большой диапазон регулирования скорости АД.

Кроме регулирования скорости АД включение тиристорov в цепь статора позволяет осуществить изменение направления скорости, т. е. реверс АД. На рис. 4.16, а приведена реверсивная схема управления АД, осуществляемая с помощью пяти пар встречно-параллельно соединенных тиристорov. Если сигналы управления подать на тиристорные пары 1, 2 и 3, то на выводах АД будет питающее напряжение с последовательностью фаз сети ABC и АД будет вращаться, например, по часовой стрелке. Если же сигналы управления подать на тиристорные пары 4, 5 и 3, а с тиристорных пар 1 и 2 снять сигналы управления, то на выводах АД будет другая последовательность фаз сети — BAC; при этом направление угловой скорости магнитного поля и соответственно ротора АД изменится на обратное.

Используя тиристоры реверсивного ТПН, можно обеспечить подачу в цепь статора постоянного тока и осуществить тем самым режим динамического торможения АД. На рис. 4.16, б показаны тиристоры, на которые при осуществлении динамического торможения подаются импульсы управления. На остальные тиристоры управляющие импульсы не подаются. Поэтому такие тиристоры не влияют на работу схемы, и их можно исключить из рассмотрения. На рис. 4.16, б представлена схема, составленная из схемы рис. 4.16, а таким образом, что закрытые тиристоры не изображены. Из схемы рис. 4.16, б ясно видно, что включенные тиристоры образуют однофазный управляемый мост, с помощью которого по двум обмоткам статора АД проходит постоянный ток I_D , что и определяет режим динамического торможения.

Из изложенного следует, что с помощью ТПН можно осуществить пуск, реверсирование, торможение и регулирование скорости, тока и момента АД. Это говорит о больших возможностях использования асинхронного электропривода с ТПН и определяет широкую область его применения.

Основными достоинствами рассматриваемой системы электропривода являются ее относительная простота, надежность, легкость автоматизации в общей технологической схеме производства, удобство управления. Вместе с тем эта система электропривода имеет существенный недостаток, заключающийся в больших потерях в обмотке ротора при работе на низких скоростях. Действительно, согласно (4.15) электрические потери в роторе при низких скоростях и, следовательно, больших скольжениях могут быть весьма высокими, что уменьшает КПД электропривода. Отмеченный недостаток не является очень серьезным в том случае, когда время работы АД на пониженной скорости мало по сравнению со временем цикла его работы. Для примера назовем механизм передвижения (тележку) электрических кранов, где пониженная скорость АД используется для точной остановки тележки с грузом. В этих случаях рассматриваемая система электропривода оказывается целесообразной.

Остановимся кратко на основных показателях регулирования данной системы электропривода.

Диапазон регулирования скорости при использовании обратных связей, например по скорости, относительно высок и достигает десяти. При использовании обратных связей могут быть получены жесткие характеристики.

Экономичность регулирования зависит от конкретных условий работы электропривода. В частности, если время работы на пониженной скорости невелико по сравнению с временем цикла, то экономичность может быть высокой.

Регулирование скорости АД в этой системе плавное и производится только вниз от естественной (основной) характеристики.

в) Расчет механических характеристик АД при его питании от ТПН

Механические характеристики АД при питании его от ТПН могут быть рассчитаны и построены на основании следующего соотношения:

$$M(s) = (U_1/U_{\text{ном}})^2 M_{\text{гр}}(s), \quad (4.26)$$

где $M_{гр}$ — момент на граничной характеристике при данном скольжении s , соответствующий углу управления тиристором $\alpha=0$; U_1 — 1-я гармоническая составляющая напряжения на выводах АД.

Если не учитывать активное сопротивление ТПН, что в дальнейшем и принимается, то граничная характеристика при $R_{2д}=0$ совпадает с естественной, а при $R_{2д} \neq 0$ — с резостатной характеристиками АД.

Напряжение U_1 зависит от угла управления тиристорами α и так называемого угла нагрузки θ , который характеризует АД как активно-индуктивную нагрузку ТПН и определяется схемой замещения АД,

$$\theta = \arctg(x_{дв.э}/R_{дв.э}) = \arctg \frac{R'_2/(x_0 s^2) + x_\mu}{R_1 R'_2/(x_\mu s^2) + R'_2/s + R_1}, \quad (4.27)$$

где $x_{дв.э}$, $R_{дв.э}$ — эквивалентные активное и индуктивное сопротивления фазы двигателя по отношению к выводам статорной обмотки; R_1 — суммарное сопротивление фазы статора; R'_2 — приведенное суммарное сопротивление фазы ротора; x_μ — индуктивное сопротивление цепи намагничивания.

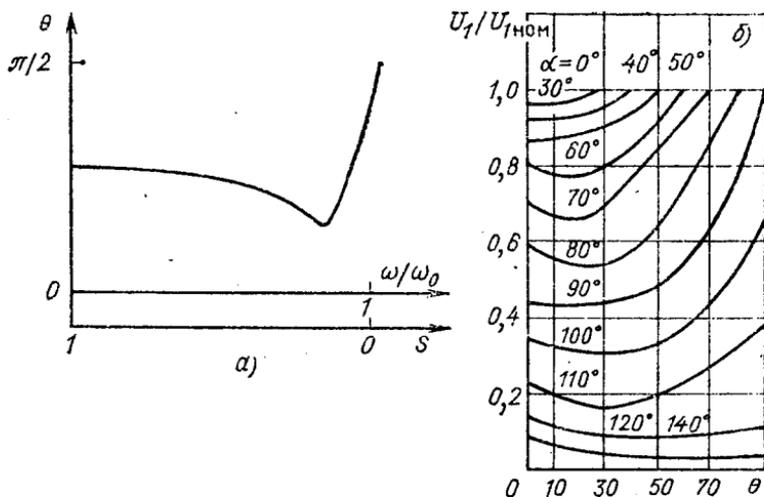


Рис. 4.17. К расчету механических характеристик АД при питании его от ТПН:

а — зависимость угла нагрузки от скольжения; б — зависимость 1-й гармоники напряжения от углов управления и нагрузки

Из (4.27) следует, что угол нагрузки θ зависит от скольжения s . Графически типовая зависимость $\theta(s)$, рассчитанная по (4.27), показана на рис. 4.17, а. На рис. 4.17, б показаны зависимости U_1 от α и θ , которые аналитически не выражаются.

Порядок расчета механических характеристик АД при его питании от ТПН состоит в следующем. Задаются рядом значений скольжения s . Для этих значений по граничной характеристике определяется момент $M_{гр}$, а по (4.27) — угол нагрузки θ . Далее для заданного угла управления α и известным значениям θ по кривым рис. 4.17, б определяется величина $U_1/U_{ном}$ и затем с помощью (4.26) находят значения момента двигателя M .

4.6. РЕГУЛИРОВАНИЕ КООРДИНАТ ЭЛЕКТРОПРИВОДА В СИСТЕМЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ — ДВИГАТЕЛЬ

а) Схема включения АД и характеристики

Частотный способ является одним из наиболее перспективных и широко используемых в настоящее время способов регулирования скорости АД. Принцип его заключается в том, что, изменяя частоту f_1 питающего АД напряжения, можно в соответствии с выражением $\omega_0 = 2\pi f_1/p$ изменять его синхронную скорость ω_0 , получая тем самым различные искусственные характеристики. Этот способ обеспечивает плавное регулирование в широком диапазоне, получаемые характеристики обладают высокой жесткостью. Частотный способ к тому же отличается и еще одним весьма важным свойством: при регулировании скорости АД не происходит увеличения его скольжения, как это имеет место, например, при реостатном регулировании. Поэтому при этом способе регулирования потери скольжения, определяемые по (4.15), оказываются небольшими, в связи с чем частотный способ наиболее экономичен.

Для лучшего использования АД и получения высоких энергетических показателей его работы — коэффициентов мощности, полезного действия, перегрузочной способности — одновременно с изменением частоты питающего напряжения необходимо изменять и значение этого напряжения. Закон изменения напряжения при этом зависит от характера момента нагрузки.

При выборе соотношения между частотой и напряжением, подводимым к статору АД, часто исходят из условия

сохранения его перегрузочной способности λ , которая определяется отношением критического момента двигателя M_k к моменту нагрузки M_c ,

$$\lambda = M_k/M_c = \text{const.} \quad (4.28)$$

Если пренебречь активным сопротивлением статора и учесть, что $x_k \sim f_1$ и $\omega_0 \sim f_1$, то согласно (4.11) выражение (4.28) можно записать как

$$\lambda = \frac{3U_\Phi^2}{2\omega_0 x_k M_c} = A \frac{U_\Phi^2}{f_1^2 M_c} = \text{const.}, \quad (4.29)$$

где A — постоянная, не зависящая от f_1 .

Из (4.29) следует, что для любых двух значений частоты f_{1i} и f_{1k} должно соблюдаться следующее соотношение:

$$U_{\Phi i}^2 / (f_{1i}^2 M_{ci}) = U_{\Phi k}^2 / (f_{1k}^2 M_{ck}), \quad (4.30)$$

где M_{ci} , M_{ck} — моменты нагрузки при скоростях АД, соответствующих частотам f_{1i} и f_{1k} .

Отсюда следует основной закон изменения напряжения при частотном способе регулирования скорости АД

$$\frac{U_{\Phi i}}{U_{\Phi k}} = \frac{f_{1i}}{f_{1k}} \sqrt{\frac{M_{ck}}{M_{ci}}}. \quad (4.31)$$

С помощью выражения (4.31) могут быть получены частные законы изменения напряжения и частоты при различных зависимостях момента нагрузки M_c от скорости.

При постоянном моменте нагрузки $M_c = \text{const}$, при этом согласно (4.31)

$$U_\Phi / f_1 = \text{const.}, \quad (4.32)$$

т. е. напряжение на статоре должно изменяться пропорционально его частоте.

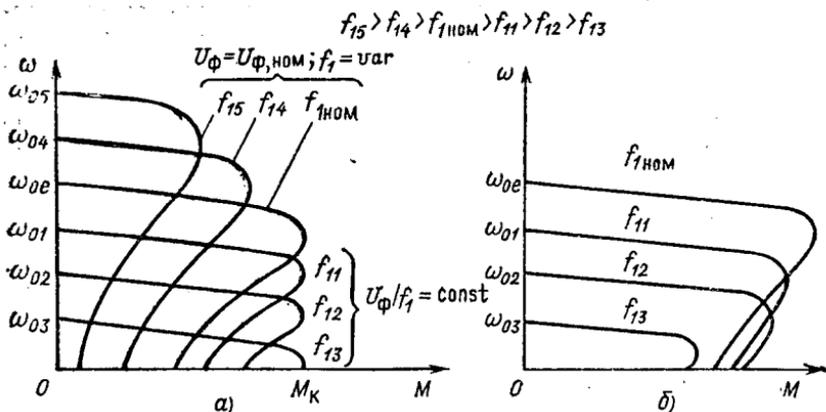
Для вентиляторного характера момента нагрузки соотношение (4.31) имеет вид

$$U_\Phi / f_1^2 = \text{const.}, \quad (4.33)$$

а при моменте нагрузки, обратном пропорциональному скорости, соотношение (4.31) запишется в виде

$$U_\Phi / \sqrt{f_1} = \text{const.} \quad (4.34)$$

На рис. 4.18, а приведены механические характеристики АД при выполнении соотношения (4.32). Для частот ниже номинальной ($f_{1i} < f_{1ном}$) критический момент АД постоянен, что обеспечивает неизменную перегрузочную способ-



Р и с. 4.18. Механические характеристики при частотном регулировании координат АД:

а — расчетные, б — практические

ность двигателя. При частотах выше номинальной ($f_{1i} > f_{1\text{ном}}$), когда по техническим условиям напряжение на статоре не может быть повышено сверх номинального, критический момент АД снижается.

Важно еще раз отметить, что приведенные выше выводы и характеристики получены при пренебрежении активным сопротивлением статора. Это допущение мало сказывается при большой (близкой или выше номинальной) частоте, в то время как при малых частотах оно заметно отражается на характеристиках электропривода. Для примера на рис. 4.18, б приведено семейство экспериментальных механических характеристик АД; снятых при выполнении соотношения (4.32). Из графиков видно, что при небольших частотах произошло снижение критического момента АД. Причина этого заключается в уменьшении магнитного потока АД при низких частотах вследствие влияния активного сопротивления статора, вызывающего из-за падения напряжения на R_1 уменьшение ЭДС АД. Для компенсации этого влияния следует с уменьшением частоты снижать напряжение в меньшей степени, чем это предусмотрено соотношением (4.32).

Упрощенная схема при частотном управлении электроприводом показана на рис. 4.19. Необходимым элементом привода является преобразователь частоты (и напряжения), на вход которого подается стандартное напряжение

сети U_1 (220, 380 В и т. д.) промышленной частоты $f_1 = 50$ Гц, а с его выхода снимается переменное напряжение $U_{\text{рег}}$ регулируемой частоты $f_{\text{рег}}$, значения которых находятся между собой в определенных соотношениях, определяемых формулами (4.32) — (4.34). Регулирование выходной частоты и напряжения преобразователя осуществляется с помощью управляющего сигнала, изменение которого определяет в конечном итоге изменение скорости АД.

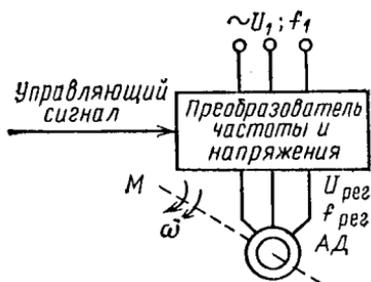


Рис. 4.19. Схема асинхронного электропривода при частотном регулировании

На рис. 4.19 в качестве регулируемого АД показан короткозамкнутый АД, который обычно и применяется в этой системе привода.

б) Техническая реализация преобразователей частоты (и напряжения)

Различные типы преобразователей частоты, которые нашли применение в области частотного асинхронного электропривода, могут быть разделены на две группы, отличающиеся друг от друга по используемым техническим средствам и структуре.

Первую группу составляют так называемые машинные или вращающиеся преобразователи, в которых для получения переменной частоты используются обычные или специальные электрические машины. На рис. 4.20 приведена схема преобразователя частоты с синхронным генератором. Преобразователь состоит из двух частей: агрегата постоянной скорости, включающего АД (вместо него может быть использован и синхронный двигатель) и приводимый им генератор постоянного тока ГПТ, и агрегата переменной скорости, состоящего из регулируемого двигателя постоянного тока ДПТ, приводящего во вращение синхронный генератор переменной частоты СГ. Двигатель АД питается от сети с частотой $f_1 = 50$ Гц, а на выводах СГ частота может регулироваться. При изменении с помощью резистора R_1 тока возбуждения генератора ГПТ изменяется напряжение, подводимое к якорию двигателя ДПТ, а с помощью

R_2 — магнитный поток ДПТ, тем самым его скорость регулируется. При этом меняется и частота напряжения на выводах СГ, определяемая по выражению $f_{\text{рег}} = p\omega_{\text{с,г}} / (2\pi)$ (где $\omega_{\text{с,г}}$ — угловая скорость ротора СГ; p — число пар полюсов генератора), и частота напряжения приводных дви-

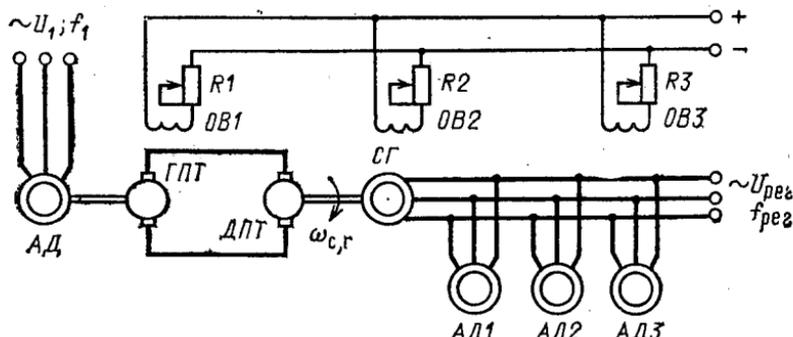


Рис. 4.20. Электромашинный преобразователь частоты (ПЧ) с синхронным генератором

гателей АД1—АД3, подключенных к СГ. Напряжение на выводах АД регулируется с помощью резистора R_3 , включенного в цепь возбуждения СГ.

Применение преобразователя частоты позволяет плавно регулировать скорость двигателей АД1—АД3 в широком диапазоне, однако процессу регулирования частоты в этой системе свойственны существенные недостатки. Для создания преобразователя необходимы четыре электрические машины, рассчитанные на полную мощность потребителей (группы АД), что определяет громоздкость установки и ее дороговизну, особенно при больших мощностях нагрузки. Двойное преобразование энергии — энергии переменного тока частоты $f_1 = 50$ Гц в энергию постоянного тока и далее опять в энергию переменного тока регулируемой частоты — сопровождается выделением потерь энергии во всей цепи преобразования, что определяет невысокий КПД системы. Например, если КПД каждой из четырех машин системы рис. 4.20 составляет 0,9, то общий КПД преобразователя будет равен 0,66, т. е. оказывается, что треть потребляемой из сети мощности идет только на потери в агрегате. Использование коллекторных машин постоянного

тока требует непрерывного надзора и ухода, их работа сопровождается шумом. И, наконец, процессу изменения частоты в этой системе свойственна инерционность регулирования, так как регулирование частоты связано с изменением скорости агрегата ДПТ—СГ, обладающего механической инерцией.

Известны также и другие схемы вращающихся преобразователей частоты, использующих как обычные, так и некоторые специальные электрические машины.

Большое развитие, особенно в последнее время, получил другой тип преобразователей частоты — так называемые статические преобразователи. Название это они получили потому, что система построена на статических элементах и устройствах, таких, как полупроводниковые приборы, конденсаторы и т. д. Развитие статических преобразователей частоты особенно ускорилось в связи с появлением новых силовых полупроводниковых приборов: тиристоров и транзисторов. Большое внимание, которое уделяется вопросу создания регулируемых статических преобразователей частоты, определяется теми высокими технико-экономическими показателями, которые приобретает регулируемый частотный электропривод в случае их использования. Повышаются КПД системы регулирования (он достигает 0,85—0,9) и ее быстродействие, устраняется шум при работе.

Все статические ПЧ могут быть разделены на две группы: 1) ПЧ без звена постоянного тока с непосредственной связью питающей сети и нагрузки (непосредственный ПЧ);

2) преобразователи с промежуточным звеном постоянного тока (двухзвенные ПЧ). Рассмотрим схемы и принцип действия каждого вида ПЧ.

Упрощенная функциональная схема ПЧ без звена постоянного тока показана на рис. 4.21. Собственно ПЧ состоит из силовой части СЧ и схемы управления СУ. В силовую часть ПЧ, которая осуществляет преобразование электрической энергии переменного тока стандартных напряжения U_1 и частоты f_1 в энергию переменного тока с регулируемым напряжением $U_{\text{пер}}$ и ча-

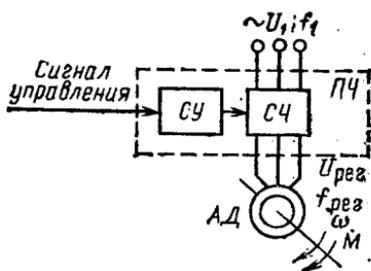
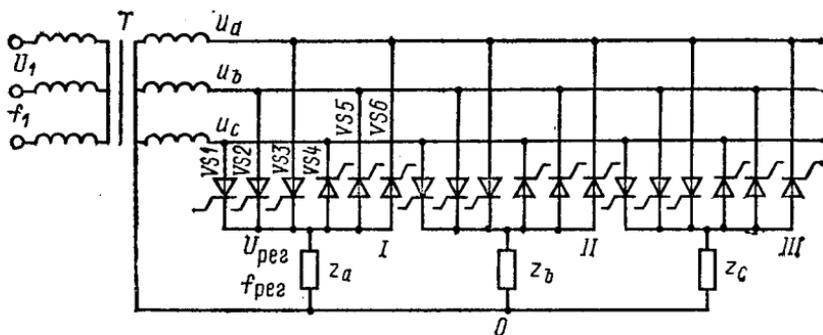


Рис. 4.21. Схема ПЧ с непосредственной связью



Р и с. 4.22. Схема трехфазного ПЧ с непосредственной связью

стотой $f_{рег}$, входят тиристоры и в некоторых случаях согласующие трансформаторы. Схема управления обеспечивает управление тиристорами силовой части ПЧ с помощью импульсов, подаваемых на управляющие электроды тиристоров в нужный момент времени.

Одна из распространенных тиристорных схем трехфазного ПЧ с непосредственной связью представлена на рис. 4.22. Схема состоит из трех одинаковых комплектов тиристоров, обеспечивающих питание трехфазной нагрузки Z_a , Z_b и Z_c . Каждый из комплектов содержит шесть тиристоров, три из которых подсоединены анодами ко вторичным обмоткам трансформатора T , а три других — катодами к тем же обмоткам. В схеме имеется нулевой провод, связывающий нулевую точку трансформатора T и общую точку трехфазной нагрузки, поэтому схема на рис. 4.22 обычно называется нулевой. Каждая фаза этой схемы работает независимо от остальных, поэтому для пояснения принципа ее действия можно рассмотреть одну из фаз, например фазу A , управляемую комплектом I тиристоров.

Предположим, что фазные напряжения на вторичных обмотках трансформатора T изменяются по синусоидальному закону, как это показано на рис. 4.23, a , а нагрузка имеет активный характер. Если тиристоры $VS1—VS6$ закрыты (управляющие импульсы от CY не подаются), то все напряжение прикладывается к закрытым тиристорам и напряжение на нагрузке Z_a равно нулю.

Подадим теперь от CY открывающие импульсы на $VS1$ в момент t_1 , на $VS2$ — в момент t_2 и на $VS3$ — в момент t_3 .

Рис. 4.23. Графики напряжений ПЧ с непосредственной связью:

a — напряжение сети; *b*, *в* — напряжения на нагрузку

Так как эти моменты времени являются моментами естественного открытия тиристора анода тиристора становится более положительным, чем катода), они откроются и к нагрузке Z_a будет приложено напряжение, представляю-

щее собой участки трех синусоид вторичных напряжений u_a , u_b и u_c , как это показано на рис. 4.23, б. Если теперь снять управляющие импульсы с $VS1—VS3$ и подать импульсы на тиристоры $VS6$, $VS4$ и $VS5$ в моменты t_5 , t_6 , t_7 , являющиеся для них моментами естественного открывания, то на нагрузке также образуется напряжение в виде участков синусоид, но уже имеющее противоположную полярность. Если теперь осуществлять поочередное открытие тиристоров $VS1—VS3$ и $VS4—VS6$ в указанном порядке, то изображенная на рис. 4.23, б кривая $U_{пер}$ будет периодически повторяться. Таким образом, на нагрузке Z_a образуется напряжение переменного тока с периодом $T_{пер}$ и частотой $f_{пер} = 1/T_{пер}$. Из рис. 4.23 можно заметить, что период $T_{пер}$ этого напряжения больше, чем период сетевого напряжения T_1 , или, что то же самое, частота напряжения на нагрузке $f_{пер}$ меньше, чем частота питающего напряжения f_1 . Соотношение между этими величинами можно найти с помощью рис. 4.23, из рассмотрения которого следует, что

$$T_{пер}/2 = T_1/2 + hT_1/3 \quad (4.35)$$

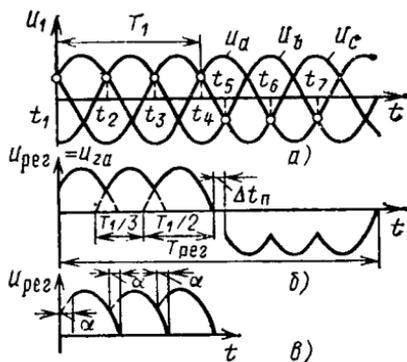
$$T_{пер} = T_1(3 + 2h)/3, \quad (4.36)$$

где $h=0, 1, 2, 3, \dots$ — число открываемых тиристоров в группе за вычетом одного.

Тогда

$$f_{пер} = 1/T_{пер} = 3f_1/(3 + 2h). \quad (4.37)$$

Выражение (4.37) является частным видом зависимости между входной f_1 и выходной $f_{пер}$ частотами ПЧ, записанной для трехфазной системы напряжений. Если же име-



ется система m_1 -фазного первичного напряжения, то соотношение между частотами выразится как

$$f_{\text{пер}} = m_1 f_1 / (m_1 + 2h). \quad (4.38)$$

Из (4.37) или (4.38) видно, что регулируемая частота $f_{\text{пер}}$ при рассмотренном принципе управления тиристорами $VS1—VS6$ может изменяться лишь дискретно в зависимости от числа открывающихся тиристоров h . Ниже для примера приведен ряд значений частоты $f_{\text{пер}}$ в зависимости от h при $m_1=3$ и $f_1=50$ Гц:

h	2	3	4	5	6	7
$f_{\text{пер}}$	21,4	16,7	13,6	11,5	10	8,8

Следует отметить, что рассматриваемый ПЧ позволяет и плавно регулировать выходную частоту $f_{\text{пер}}$. Это достигается тем, что между моментом снятия управляющих импульсов с группы тиристоров $VS1—VS3$ и моментом подачи импульсов на тиристоры группы $VS4—VS6$ искусственно вводится временная пауза $\Delta t_{\text{п}}$ (рис. 4.23, б). В этом случае выходная частота $f_{\text{пер}}$ определится выражением

$$f_{\text{пер}} = m_1 f_1 / (m_1 + 2h + \Delta t_{\text{п}} f_1). \quad (4.39)$$

Плавно регулируя паузу $\Delta t_{\text{п}}$, можно плавно изменять выходную частоту $f_{\text{пер}}$. Возвращаясь вновь к трехфазной схеме рис. 4.22, отметим, что получение на нагрузке стандартной системы трехфазного напряжения со сдвигом фазных напряжений на треть периода достигается тем, что управляющие импульсы на тиристоры комплектов *I*, *II* и *III* подаются со сдвигом на треть периода выходной регулируемой частоты $f_{\text{пер}}$.

Рассматриваемые ПЧ позволяют регулировать и напряжение на нагрузке $U_{\text{пер}}$, что бывает необходимо при регулировании скорости АД. Достигается это тем, что управляющие импульсы на тиристоры подаются не в момент их естественного открытия (точки t_1, t_2, t_3 и т. д. на рис. 4.23, а), а с некоторой задержкой, которая в угловом измерении соответствует углу управления α . Кривые напряжения на нагрузке $u_{\text{пер}}$ при некотором угле $\alpha > 0$ показаны на рис. 4.23, б, а зависимость действующего напряжения на нагрузке от угла α выражается следующей формулой:

$$U_{\text{пер}} = \frac{\sqrt{2} m_1 U_{\Phi} \sin \pi / m_1}{\pi} \cos \alpha. \quad (4.40)$$

Изменяя с помощью системы управления момент подачи импульсов на тиристоры, можно регулировать напряжение нагрузки от 0 ($\alpha=90^\circ$) до максимального значения ($\alpha=0$)

$$U_{\text{рег max}} = \sqrt{2} \frac{m_i}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_i} U_\phi. \quad (4.41)$$

Отметим, что принцип действия схемы рис. 4.22 и полученные соотношения остаются теми же самыми и для случая активно-индуктивной нагрузки ПЧ, которой являются статорные обмотки АД. В этом случае лишь усложняется процесс работы тиристоров ПЧ и изменяется форма напряжения на нагрузке.

Определенным недостатком схемы рис. 4.22 является необходимость наличия нулевого вывода трансформатора и нагрузки. Поэтому на практике распространение получили и так называемые мостовые схемы ПЧ, в которых нулевой провод отсутствует. Схема рис. 4.22 может быть превращена в мостовую, если устранить в ней нулевой провод. В этом случае каждая фаза ПЧ уже не может работать независимо от остальных, как это было ранее, и требует согласования с работой других фаз.

Рассмотрим ПЧ со звеном постоянного тока. Функциональная схема ПЧ показана на рис. 4.24. Силовая часть ПЧ этого типа состоит из двух основных блоков: управляемого выпрямителя *УВ* и управляемого инвертора *УИ*. Напряжение сети U_1 стандартной частоты f_1 подается на вход *УВ*, преобразующего переменное напряжение U_1 в постоянное E_0 . Это напряжение можно регулировать в широких пределах с помощью схемы управления *СУУВ*. Выпрямленное и регулируемое напряжение E_0 подается на вход *УИ*, который преобразует напряжение постоянного тока E_0 в трехфазное переменное напряжение $U_{\text{рег}}$ регулируемой частоты $f_{\text{рег}}$. Частота выходного напряжения $f_{\text{рег}}$ *УИ* задается его схемой управления *СУУИ* в функции сигнала управления.

Управляемые выпрямители были рассмотрены в гл. 3. Остановимся подробнее на работе управляемого инвертора, полагая при этом, что с помощью тех или иных *УВ* на его вход подается напряжение постоянного тока E_0 (отметим, что в таких ПЧ иногда используется и нерегулируемый выпрямитель, тогда функции регулирования напряжения на нагрузке (асинхронном двигателе) выполняет *УИ*).

Принцип получения регулируемой частоты $f_{\text{рег}}$ рассмот-

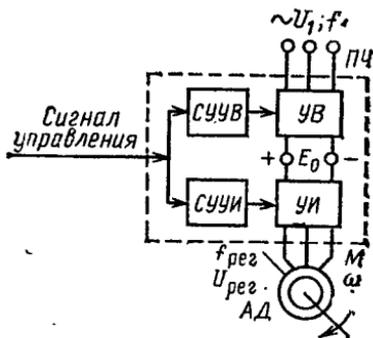


Рис. 4.24. Схема ПЧ со звеном постоянного тока

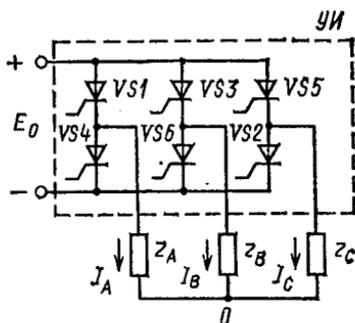


Рис. 4.25. Схема управляемого инвертора

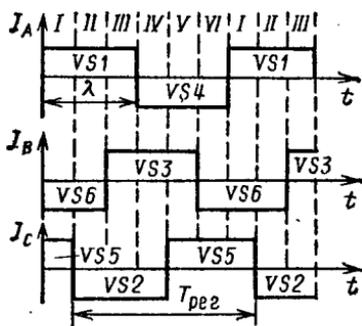


Рис. 4.26. Диаграмма работы тиристоров при $\lambda = T_{рег}/2$

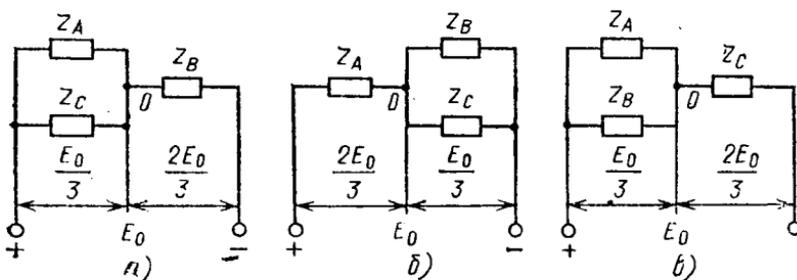


Рис. 4.27. Схемы соединения нагрузки:

а — на интервале I; б — на интервале II; в — на интервале III (к рис. 4.25 и 4.26)

рим на примере схемы рис. 4.25. Предположим, что трехфазная активная нагрузка соединена в звезду, а тиристоры $VS1—VS6$, собранные в мостовую схему, с помощью схемы управления $СУУИ$ могут открываться в требуемой последовательности и на любой отрезок времени. Чаще всего на практике используются схемы ПЧ, в которых продолжительность открытого состояния каждого тиристора λ составляет половину или треть периода $T_{\text{пер}}$ выходной частоты $f_{\text{пер}}$, а сдвиг моментов открытия тиристоров $VS1—VS6$ составляет шестую часть этого периода.

Рассмотрим вначале работу схемы с $\lambda = T_{\text{пер}}/2$. Временная токовая диаграмма работы тиристоров для этого случая показана на рис. 4.26, где проходящие через нечетные тиристоры токи фаз I_A, I_B, I_C отложены в положительном направлении, а проходящие через четные — в отрицательном. Как видно из этой диаграммы, в каждый момент времени оказываются включенными три тиристора из шести, причем за время периода имеется шесть интервалов (I, II, III, IV, V, VI) различных сочетаний открытых и закрытых состояний тиристоров. Для определения формы напряжения на нагрузке рассмотрим схемы включения нагрузки на каждом из этих шести интервалов.

Изобразим вначале эту схему для интервала I , где открыты тиристоры $VS1, VS5$ и $VS6$, в виде эквивалентной схемы рис. 4.27, *а*. На этом интервале работы ПЧ начала фаз A и C оказываются включенными на точку $+E_0$, а начало фазы B — на точку $-E_0$. Если при этом сопротивления всех трех фаз одинаковы, то эквивалентное сопротивление параллельно соединенных фаз A и C будет в 2 раза меньше сопротивления фазы B . Тогда и напряжение на параллельно соединенных фазах A и C в 2 раза меньше, чем на фазе B , т. е. составляет $(1/3)E_0$.

Рассмотрим теперь интервал II , на котором продолжают быть открытыми тиристоры $VS1$ и $VS6$, закрылся тиристор $VS5$ и открылся тиристор $VS2$. Получающаяся при этом схема представлена на рис. 4.27, *б*, из которого видно, что на этом интервале фазы B и C оказываются включенными параллельно, к ним прикладывается напряжение $(1/3)E_0$, а к фазе A — напряжение $(2/3)E_0$.

На интервале III закрывается тиристор $VS6$ и открывается тиристор $VS3$ (тиристоры $VS1$ и $VS2$ по-прежнему открыты), в соответствии с чем этому интервалу соответствует схема рис. 4.27, *в*, в которой уже фазы A и B оказались включенными параллельно.

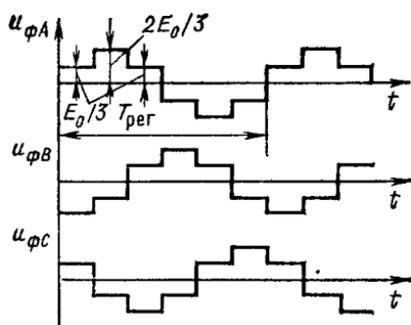


Рис. 4.28. Напряжение на нагрузке при $\lambda = T_{\text{per}}/2$

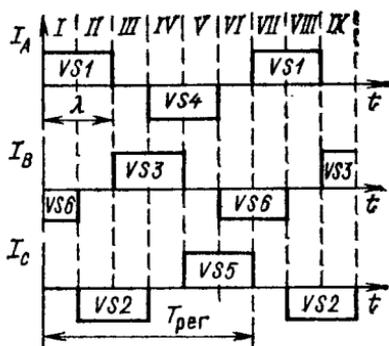
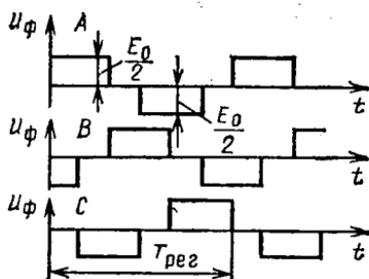


Рис. 4.29. Диаграмма работы тиристорov при $\lambda = T_{\text{per}}/3$

Таким же образом можно изобразить схемы для интервалов IV, V и VI, которые окажутся аналогичными соответственно схемам для интервалов I, II и III, но с другой полярностью напряжения на началах фаз. Если теперь представить графически напряжение на фазах нагрузки, то оно изобразится в виде кривых на рис. 4.28. Их рассмотрение позволяет сделать важное заключение: фазы нагрузки питаются переменным напряжением, причем максимумы этого напряжения сдвинуты по фазам на треть периода регулируемой частоты. Другими словами, на нагрузке получилась стандартная система трехфазного напряжения переменного тока, но только несинусоидальной формы.

Несколько другая форма выходного напряжения ПЧ будет в том случае, если продолжительность открытого состояния каждого тиристора будет составлять треть периода T_{per} регулируемой выходной частоты f_{per} , а нагрузка будет по-прежнему соединена в звезду. Для этого случая токовая диаграмма работы тиристорov представится в виде рис. 4.29, из которого видно, что при $\lambda = T_{\text{per}}/3$ в каждый интервал времени открыты лишь два тиристора. В результате в каждом интервале времени две фазы нагрузки оказываются последовательно включенными на напряжение E_0 , а третья фаза оказывается отключенной. В соответствии с этим напряжение на каждой из последовательно соединенных фаз равно $E_0/2$, а на третьей (свободной) равно нулю. Кривые фазного напряжения для этого случая приведены на рис. 4.30.

Аналогичным способом можно проанализировать работу схемы рис. 4.25 и при соединении нагрузки в треугольник. Оказывается, что при $\lambda = T_{\text{рег}}/2$ форма напряжения на фазах нагрузки аналогична кривым на рис. 4.30, но с амплитудой напряжения, равной E_0 , а при $\lambda = T_{\text{рег}}/3$ форма напряжения повторяет кривые рис. 4.28, но с заменой $E_0/3$ на $E_0/2$ и $2E_0/3$ на E_0 .



Р и с. 4.30. Напряжение на нагрузке при $\lambda = T_{\text{рег}}/3$

В зависимости от способа коммутации тока вентилях инверторы делятся на ведомые сети и автономные. В инверторах, ведомых сетью, коммутация тока с вентиля на вентиль обеспечивается напряжением переменного тока источника питания.

В автономных инверторах для коммутации тока используются дополнительные элементы — конденсаторы и катушки индуктивности. В электроприводах с частотным управлением чаще используются автономные инверторы, которые далее и рассматриваются.

Автономные инверторы делятся на два класса — инверторы напряжения и тока. Автономные инверторы напряжения (АИН) имеют в качестве источника питания источник напряжения. Если АИН питаются от управляемого выпрямителя, то на выходе выпрямителя для этого устанавливается конденсатор большой емкости. В результате АИН имеет жесткую внешнюю характеристику, т. е. с изменением тока нагрузки напряжение АИН практически не изменяется. Вследствие таких свойств при использовании АИН управляющими воздействиями на асинхронный двигатель являются частота и напряжение.

Автономные инверторы тока (АИТ) обладают свойствами источника тока, для чего их питание осуществляется от источника тока. При использовании в качестве источника питания управляемого выпрямителя на его выходе для придания ему такого свойства устанавливается дроссель с большой индуктивностью. При использовании АИТ управляющими воздействиями на АД являются частота и ток статора.

Каждый из видов автономного инвертора имеет в частотно-управляемом асинхронном электроприводе свою об-

ласть применения. Достоинством АИН является независимость выходного напряжения от частоты и момента нагрузки. Это упрощает формирование необходимых законов частотного регулирования (4.32) — (4.34).

В электроприводах, работающих с частыми переходными процессами, и в случаях, когда требуется торможение АД с рекуперацией (отдачей) энергии в сеть, целесообразно использовать ПЧ с АИТ. Для этого управляемый выпрямитель переводится в инверторный режим и при сохранении направления выпрямленного тока энергия рекуперируется в сеть. В этом состоит преимущество АИТ перед

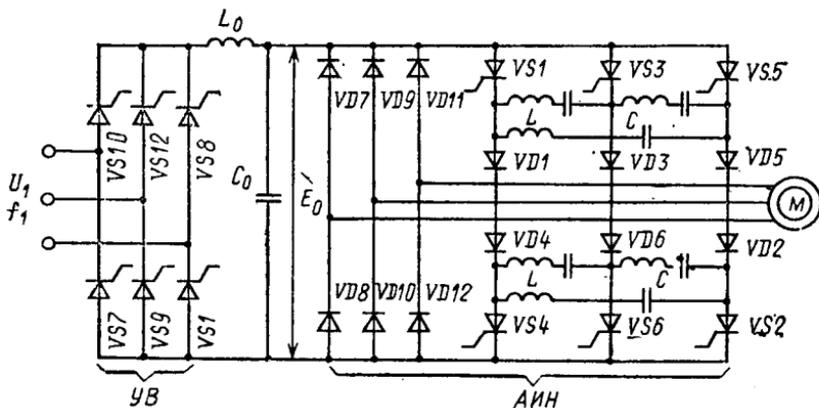


Рис. 4.31. Практическая схема ПЧ со звеном постоянного тока и АИН

АИН, для которого при необходимости рекуперации энергии в сеть должен быть использован дополнительный ведомый сетью инвертор, подключаемый параллельно управляемому выпрямителю.

Одна из распространенных практических схем силовой части асинхронного электропривода с АИН приведена на рис. 4.31. В этой схеме тиристоры $VS7—VS12$ образуют управляемый выпрямитель $УВ$. На выходе $УВ$ включены реактор фильтра L_0 , а также конденсатор C_0 , обеспечивающий вместе с диодами $VD7—VD12$ циркуляцию реактивной мощности. Назначение тиристоров $VS1—VS6$, образующих основную схему инвертора, было рассмотрено выше. Конденсаторы C и индуктивности L вместе с диодами $VD1—VD6$ образуют цепи искусственной коммутации, обеспечивающие закрытие основных тиристоров $VS1—VS6$ в нуж-

ный момент. Напомним, что амплитуда напряжения на выходе ПЧ $U_{\text{рег}}$ регулируется изменением E_0 на выходе $УВ$, а его частота $f_{\text{рег}}$ определяется частотой коммутации тиристоров $VS1—VS6$, задаваемой схемой управления $СУУИ$. Отметим, что из-за активно-индуктивного характера нагрузки ПЧ формы его выходного напряжения $U_{\text{рег}}$ отличаются от приведенных на рис. 4.28 и 4.29.

Приведенная на рис. 4.31 силовая схема ПЧ является хотя и весьма распространенной, но далеко не единственной. На практике нашли применение и другие виды схемы ПЧ со звеном постоянного тока и АИН, которые отличаются схемами $УВ$, искусственной коммутации тиристоров или формами выходного напряжения. Однако общие принципы их работы остаются теми же.

Для получения качественных статических и динамических характеристик асинхронного электропривода с АИН применяются различные обратные связи — по скорости АД, его магнитному потоку или их сочетанию. Структурные схемы таких электроприводов и их свойства рассмотрены в [34].

Широкие перспективы развития и совершенствования асинхронного электропривода с частотным управлением связаны с использованием так называемого частотно-токового управления АД. Для его реализации в схеме ПЧ используется не рассмотренный АИН, а АИТ, в результате чего воздействие на АД поступает в виде регулируемого тока обмоток статора и частоты. С помощью обратных связей по току и скорости формируются статические и динамические характеристики электропривода с заданным высоким качеством. Для примера на рис. 4.32, *а* показана упрощенная схема замкнутой системы частотно-токового управления АД с АИТ.

Назначение тиристоров, диодов и конденсаторов $УВ$ и АИТ такое же, как и для схемы рис. 4.31. Остальные элементы схемы имеют следующее назначение: $СУВ$ и $СУИ$ — схемы управления тиристорами $УВ$ и АИТ; $РТ$ — регулятор тока статора; $ДТ$ — датчик тока статора; $ДС$ — датчик скорости; $УО$ — усилитель-ограничитель; $ФП$ — функциональный преобразователь. Работа схемы происходит следующим образом [34].

Задающий сигнал $U_{\omega,с}$ определяет частоту переключения тиристоров АИТ и тем самым частоту тока статора АД. После вычитания из задающего сигнала $U_{\omega,с}$ сигнала обратной связи по скорости U_{ω} получается сигнал U_{β} , про-

порциональный относительной частоте ротора $\beta = f_2/f_{1ном}$ (величину β называют также абсолютным скольжением). Она связана со скольжением АД следующим соотношением: $\beta = \alpha s$, где $\alpha = f_1/f_{1ном}$.

Сигнал U_β , пройдя через УО, вместе с сигналом U_ω поступает на выход СУИ. Частота на выходе АИТ определяется сигналом $U_{\omega s} = U_\omega + U_\beta$; СУИ настроена таким образом, что, пока УО работает в линейной зоне, частота на выходе АИТ постоянна и не зависит от нагрузки ($U_{\omega s} = U_{3,с}$). Двигатель имеет при этом жесткие механические характеристики.

Сигнал U_β после прохождения через ФП является также задающим сигналом для контура регулирования тока. Так как этот сигнал пропорционален абсолютному скольжению, то и ток АД при всех частотах будет ему пропорционален.

При резких изменениях задающего сигнала или при перегрузке АД УО входит в зону ограничения (постоянства) своего выходного сигнала U_β , ограничивая тем самым на требуемом уровне и задание для тока. Двигатель работает при любой скорости в этом режиме с постоянными значениями тока и абсолютного скольжения, т.е. механическая характеристика АД становится абсолютно мягкой.

Примерные механические характеристики электропривода, выполненного по схеме рис. 4.32, а, приведены на рис. 4.32, б.

При торможении АД с рекуперацией энергии в сеть АИТ переходит в режим выпрямителя, а УВ — в режим ведомого сетью инвертора.

Сопоставим теперь два рассмотренных вида ПЧ — с непосредственной связью и со звеном постоянного тока. Основное преимущество ПЧ с непосредственной связью состоит в его более простой силовой схеме с меньшим числом элементов, поскольку для его работы не требуется управляемого выпрямителя, коммутирующих цепей, а также элементов контура реактивной мощности. В соответствии с этим и надежность его работы может оказаться выше, чем у ПЧ со звеном постоянного тока. Однако, в свою очередь, ПЧ с непосредственной связью имеют очень существенный недостаток, уже отмеченный выше: максимальное значение выходной регулируемой частоты не превосходит практически 40 % частоты питающей сети, что ограничивает область их применения в регулируемом электроприводе.

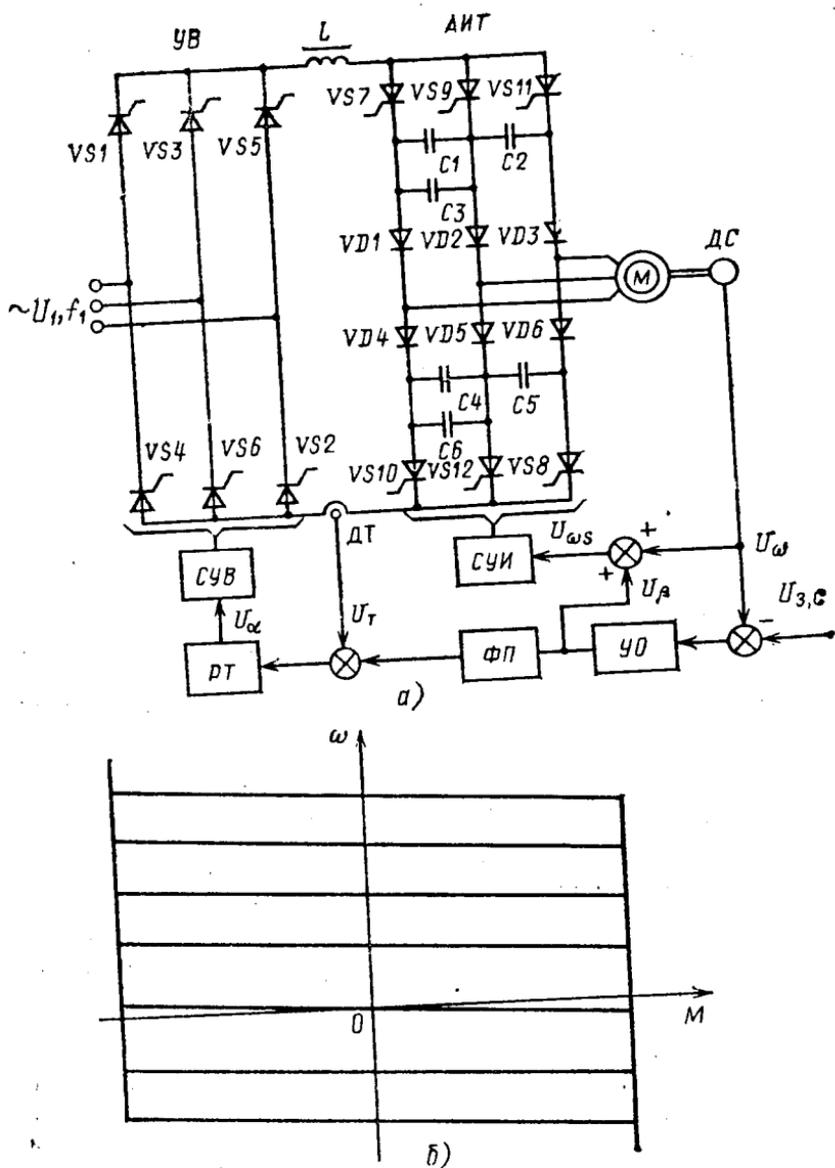


Рис. 4.32. Асинхронный электропривод с АИТ:
 а — схема; б — механические характеристики

Развитием ПЧ со звеном постоянного тока является использование в них инверторов с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Отличительной особенностью этих инверторов является не только возможность широкого регулирования в них напряжения и частоты, но и получение формы выходного тока, близкой к синусоидальной. Это позволяет обеспечить большой диапазон регулирования скорости АД и одновременно уменьшить потери в нем от высших гармоник тока. При использовании инверторов с ШИМ в схеме ПЧ может быть применен неуправляемый выпрямитель, что упрощает схему ПЧ и позволяет получить коэффициент мощности ПЧ, близкий к единице.

Еще один путь совершенствования ПЧ связан с использованием в них широтно-импульсных регуляторов напряжения (ШИР), которые устанавливаются между источником

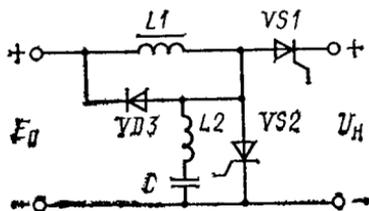


Рис. 4.33. Схема широтно-импульсного регулирования напряжения

напряжения постоянного тока и инвертором. Такие схемы целесообразно использовать в тех случаях, когда инвертор питается от сети постоянного тока или от неуправляемого выпрямителя.

Схемы с ШИР могут обеспечить широкий диапазон регулирования выходного напряжения и высокий коэффициент мощности ПЧ во всем диапазоне регулирования частоты. Недостатками ПЧ и ШИР являются необходимость усложнения силовой части ПЧ и снижение КПД ПЧ из-за дополнительных потерь мощности в ШИР.

Одна из возможных схем ШИР приведена на рис. 4.33. Ее образуют основной $VS1$ и вспомогательный $VS2$ тиристоры, ограничивающий реактор $L1$, реактор $L2$ и конденсатор C коммутирующего контура; VD — неуправляемый диод. Работа схемы происходит следующим образом. При подаче от СИФУ (на рис. 4.33 не показана) импульса управления на тиристор $VS1$ он открывается и к нагрузке прикладывается напряжение источника питания E_0 . Для отключения нагрузки от источника питания подается импульс на $VS2$ и снимается импульс с $VS1$, после чего с по-

мощью контура коммутации $VS1$ закрывается. Частота коммутации тиристорov $VS1$ и $VS2$ обычно составляет несколько сотен герц, что позволяет уменьшить габариты фильтра, установленного на ШИР.

Среднее напряжение на нагрузке пропорционально скважности γ включения тиристора $VS1$

$$U_{н.ср} = \gamma E_0. \quad (4.42)$$

Остановимся на общих показателях частотного способа управления АД. Частотное управление является экономичным, так как регулирование скорости АД в этой системе не сопровождается выделением больших потерь скольжения в роторной цепи, ухудшающих КПД электропривода и приводящих к необходимости завышения мощности АД.

Регулирование в этой системе может осуществляться плавно, в широком диапазоне, в обе стороны от естественной характеристики, т.е. АД может иметь скорость как больше, так и меньше номинальной. При этом регулировочные характеристики имеют высокую жесткость, а АД сохраняет большую перегрузочную способность.

Во многих случаях хорошие показатели регулирования могут быть достигнуты в разомкнутой системе. При повышенных требованиях к электроприводу необходимо использование тех или иных обратных связей, т.е. применение замкнутой системы регулирования. Получаемый диапазон регулирования скорости в разомкнутых системах составляет 5—10, а в замкнутых его значение может достигать 1000 и более.

В силу отмеченных высоких показателей частотный способ управления находит в настоящее время все более широкое применение. Более того, можно назвать случаи, где использование частотно-управляемого асинхронного электропривода является единственно возможным, например привод высокоскоростных электрошпинделей, электровентен, вентиляторов высокоскоростных аэродинамических труб, различных испытательных стендов и т.д.

Широкому внедрению частотного электропривода во многом способствует выпуск промышленностью статических ПЧ [41].

4.7. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ АД В КАСКАДНЫХ СХЕМАХ ВКЛЮЧЕНИЯ

Ранее было отмечено, что регулирование скорости АД при использовании ряда способов (реостатного, с помощью

ТПН и др.) сопровождается выделением в цепи ротора потерь скольжения $\Delta P_2 = M\omega_0 s$, что значительно снижает технико-экономические показатели асинхронного электропривода. При мощности электропривода в несколько сотен или тысяч киловатт потери скольжения становятся весьма большими по абсолютному значению.

В связи с этим появляется стремление использовать энергию скольжения для совершения полезной работы. Первые схемы, в которых полезно использовались потери скольжения, создавались путем специального соединения АД с другими электрическими машинами. Поэтому эти схемы получили название каскадных. В настоящее время существуют схемы, использующие энергию скольжения АД без добавочных вращающихся электрических машин, а с помощью полупроводниковых приборов и трансформаторов. Однако эти схемы также называются каскадными.

В общем случае каскадными называют такие схемы включения АД, которые, обеспечивая регулирование его скорости, позволяют одновременно полезно использовать энергию скольжения.

По способу использования энергии скольжения различают две принципиально разные схемы. Первая из них показана на рис. 4.34, а. Асинхронный двигатель с фазным ротором потребляет из сети мощность P_1 . Большая ее часть в виде механической мощности P_M отдается рабочей машине, а некоторая часть в виде мощности скольжения ΔP_2 поступает на вход преобразователя Π (его реализация будет рассмотрена далее). Преобразователь Π преобразует мощность скольжения при частоте $f_2 = f_1 s$ в мощность $P_{эл,с}$

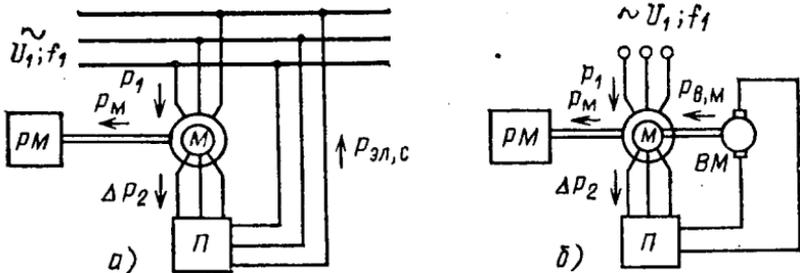


Рис. 4.34. Схемы электрического (а) и электромеханического (б) каскадов

при частоте f_1 и отдает ее в сеть. Отдаваемая в сеть мощность

$$P_{\text{эл,с}} = \Delta P_2 - \Delta P_{2\text{эл}} - \Delta P_{\text{п}}, \quad (4.43)$$

где $\Delta P_{\text{п}}$ — потери в преобразователе; $\Delta P_{2\text{эл}}$ — электрические потери в обмотке ротора АД.

На рис. 4.34, б представлена другая схема полезного использования энергии скольжения. Для этого в схеме кроме преобразователя Π используется вспомогательный двигатель $ВМ$, находящийся на одном валу с основным АД. Мощность скольжения в этом случае за вычетом потерь в роторе, преобразователе и двигателе $ВМ$ поступает на вал в виде механической мощности $P_{\text{в,м}}$

$$P_{\text{в,м}} = \Delta P_2 - \Delta P_{\text{п}} - \Delta P_{2\text{эл}} - \Delta P_{\text{в,м}'}, \quad (4.44)$$

где $\Delta P_{\text{в,м}}$ — потери во вспомогательном двигателе.

Если пренебречь потерями в каскадной схеме, то можно установить, что рабочей машине $РМ$ передается вся электромагнитная мощность $P_{\text{эм}}$. Действительно, на вал от АД поступает мощность $P_{\text{м}} = P_2 = M\omega$, от двигателя $ВМ$ — мощность $P_{\text{в,м}} = \Delta P_2 = M\omega_0 s$, в результате суммарная механическая мощность на валу каскада $P_{\Sigma} = P_{\text{м}} + P_{\text{в,м}} = M\omega + M\omega_0 s = M\omega_0 = P_{\text{эм}}$. Вследствие этого каскады, реализованные по схеме рис. 4.34, б, называют каскадами постоянной мощности.

Каскады, реализуемые по схеме рис. 4.34, а, в которой энергия скольжения возвращается в питающую сеть, называются электрическими. Каскады, соответствующие схеме рис. 4.34, б, в которой энергия скольжения возвращается на вал основного АД, называются электромеханическими.

В зависимости от вида используемых в каскадных установках устройств различают машинные, машинно-вентильные и вентильные каскады. Первый вид каскадных схем — машинный — реализуется с помощью только электрических машин — однокорных преобразователей, синхронных машин, коллекторных машин переменного тока. Машинные каскады исторически появились раньше всех других каскадных установок. С развитием электронной техники стало возможным реализовать преобразователь с использованием управляемых и неуправляемых полупроводниковых вентилей. В результате этого появились машинно-вентильные и вентильные каскадные схемы, которые и рассматриваются далее как наиболее перспективные и обладающие более

высокими технико-экономическими показателями по сравнению с машинными.

Для пояснения принципов регулирования скорости и полезного использования энергии скольжения обратимся к рис. 4.35, на котором представлены три схемы роторной цепи АД. В схеме рис. 4.35, *а* в цепь ротора включен дополнительный резистор $R_{2д}$, в схеме рис. 4.35, *б* — ЭДС переменного тока E_{\sim} , а в схеме рис. 4.35, *в* — ЭДС постоянного

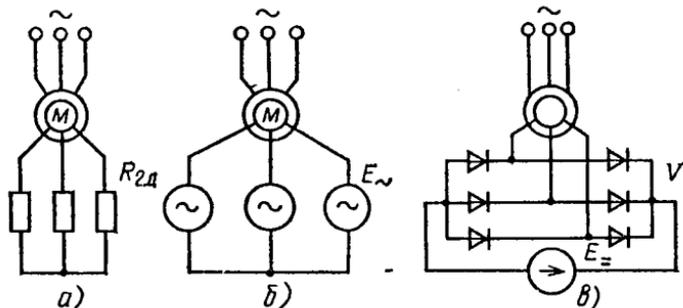


Рис. 4.35. К принципу работы каскадных схем:

а — регулирование координат с помощью резисторов; *б, в* — регулирование с помощью ЭДС соответственно постоянного и переменного тока

тока $E_{=}$, подсоединенная к выводам выпрямительного моста V , обеспечивающего выпрямление ЭДС ротора. Регулируя $R_{2д}$, E_{\sim} , $E_{=}$, можно изменять ток в роторе двигателя, а тем самым его момент и скорость. Однако если в схеме рис. 4.35, *а* это регулирование сопровождается расходом энергии скольжения на нагрев резистора $R_{2д}$, то в схемах рис. 4.36, *б* и *в* эта энергия потребляется источниками ЭДС и может быть полезно использована.

На рис. 4.36, *а* и *б* приведены схемы машинно-вентильных электромеханического и электрического каскадов. В роторную цепь АД включается трехфазный выпрямительный мост V , собранный из полупроводниковых вентилей. К выводам моста V подсоединен якорь вспомогательного ДПТ независимого возбуждения, ЭДС якоря которого $E_{в,м}$ направлена навстречу ЭДС выпрямителя $E_{в}$.

В результате такого соединения энергия скольжения переменного тока частоты f_2 выпрямителем V преобразуется в энергию постоянного тока, которая поступает на вспомогательную машину $ВМ$ и преобразуется в ней в механическую энергию. Далее в электромеханическом каскаде (рис.

4.36, а) она возвращается на вал основного АД, а в электрическом каскаде с помощью синхронного генератора G — в питающую сеть переменного тока частоты f_1 .

Регулирование скорости машинно-вентильных каскадов происходит за счет изменения ЭДС $E_{в,м}$ вспомогательного двигателя $ВМ$, которое осуществляется регулированием его тока возбуждения $I_{в}$. Рассмотрим процесс регулирования скорости в каскадных схемах подробнее.

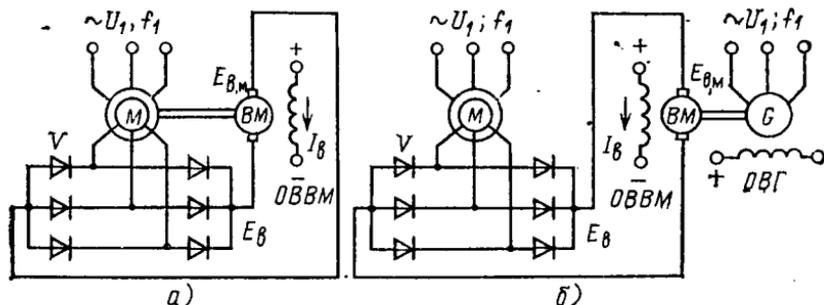


Рис. 4.36. Схемы электромеханического (а) и электрического (б) вентильно-машинных каскадов

Предположим, что при работе электропривода в установившемся режиме происходит увеличение тока возбуждения $I_{в}$. Это повлечет за собой увеличение ЭДС $E_{в,м}$ и уменьшение выпрямленного тока I_d , который определяется выражением

$$I_d = (E_{в} - E_{в,м})/R_{\Sigma}, \quad (4.45)$$

где R_{Σ} — суммарное активное сопротивление цепи выпрямленного тока.

Уменьшение I_d и тем самым тока ротора АД вызовет снижение его электромагнитного момента, который станет меньше момента нагрузки M_c . В результате этого скорость двигателя начнет снижаться, а его скольжение и ЭДС роторной обмотки $E_2 = E_{2кs}$ начнут возрастать. Увеличение ЭДС ротора приведет к увеличению тока ротора и тем самым момента АД, который вновь станет равным моменту нагрузки, и скорость АД перестанет изменяться. Двигатель опять будет работать в установившемся режиме, но уже при более низкой скорости.

На рис. 4.37, а, б приведены механические характеристики соответственно электромеханического и электрического

каскадов при различных токах возбуждения вспомогательного двигателя $ВМ$.

Для механических характеристик электромеханического каскада рис. 4.36, *а* характерно возрастание максимального момента по мере снижения скорости каскада, поскольку

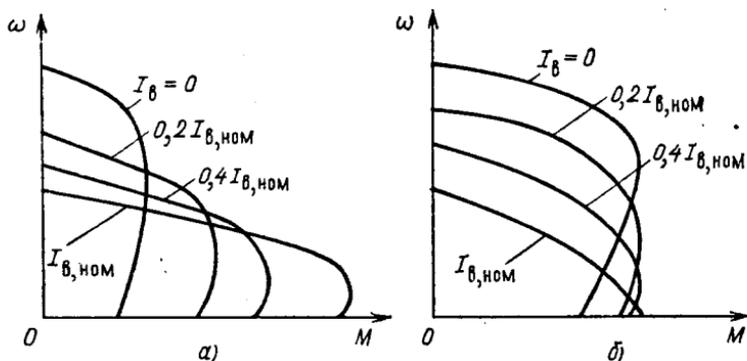


Рис. 4.37. Механические характеристики электромеханического (*а*) и электрического (*б*) каскадов

ку по мере увеличения тока возбуждения $ВМ$ его момент также возрастает. При этом максимальная механическая мощность каскада, определяемая произведением максимального момента на соответствующую этому моменту скорость, при разных токах возбуждения $ВМ$ примерно одинакова. Поэтому электромеханический каскад называют каскадом постоянной мощности.

Механические характеристики электрического каскада приведены на рис. 4.37, *б*. При токе возбуждения $ВМ$, близком к нулю, механическая характеристика каскада близка к естественной характеристике основного АД. По мере увеличения тока возбуждения искусственные характеристики располагаются ниже естественных, причем номинальному току возбуждения $I_{B, \text{ном}}$ соответствует самая низкая характеристика. Максимальный момент каскада, определяемый только основным АД, сохраняется на разных характеристиках примерно постоянным. Поэтому электрический каскад называют каскадом постоянного момента.

В настоящее время в связи с широким развитием и распространением силовой полупроводниковой аппаратуры, в частности тиристоров, повсеместно наблюдается тенденция заменять электромашинные вращающиеся преобразователи

энергии на статические ПЧ. В частности, электромашинный агрегат $BM-G$ на рис. 4.36, б представляет собой преобразователь энергии постоянного тока, поступающей от выпрямителя V , в энергию переменного тока, отдаваемую в сеть. Такой машинный агрегат может быть заменен на статический ПЧ энергии, состоящий из трансформатора T и инвертора I , как показано на рис. 4.38. Принципы действия схем, приведенных на рис. 4.38 и 4.36, б, аналогичны.

Инвертор, как уже отмечалось, представляет собой преобразователь энергии постоянного тока в энергию переменного тока. Электродвижущую силу инвертора можно регулировать аналогично тому, как регулируется ЭДС ДПТ. Поэтому механические характеристики асинхронного каскада по схеме рис. 4.38 аналогичны

характеристикам вентильно-машинного электрического каскада по схеме рис. 4.36, б и подобны приведенным на рис. 4.37, б. В схеме рис. 4.38 в роторную цепь АД включены полупроводниковые неуправляемые вентили выпрямителя B и управляемые вентили инвертора I , а также реактор L (катушка индуктивности), который служит для сглаживания пульсаций выпрямленного тока. Асинхронный электропривод по схеме рис. 4.38 получил название асинхронного вентильного каскада.

Существует еще много схем асинхронных вентильных каскадов, аналогичных представленным на рис. 4.38. Эти схемы несколько отличаются по своей сложности, техническим возможностям регулирования скорости, энергетическим показателям и т. д. Однако принцип действия и назначение этих схем и схемы рис. 4.38 аналогичны: использование энергии скольжения для совершения полезной работы и возможность плавного регулирования скорости АД.

Отметим основные показатели регулирования скорости АД в каскадных схемах включения.

Практический диапазон регулирования скорости в каскадных схемах обычно не превышает двух. Вызвано это тем обстоятельством, что по мере роста диапазона регули-

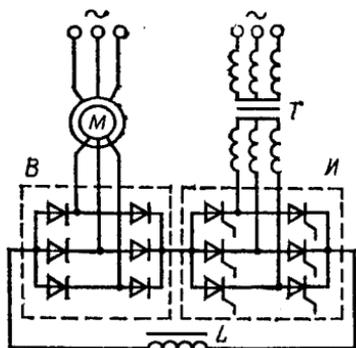


Рис. 4.38. Схема асинхронного вентильного каскада

рования скорости и тем самым скольжения АД требуется увеличивать установленную мощность всех устройств в роторной цепи АД. Так, при диапазоне, равном двум, установленная мощность машинно-вентильного электрического каскада составляет 250 %, из них: основной АД — 100 %, выпрямитель, вспомогательный двигатель и синхронный генератор — по 50 %.

Плавность регулирования скорости в каскадных схемах достаточно высокая, что достигается плавным изменением ЭДС ПЧ.

При каскадном регулировании скорости коэффициент мощности привода относительно невелик, что вызывает необходимость применения компенсирующих устройств, например конденсаторов. Следует отметить также, что в каскадных схемах включения критический момент АД снижается на 15—17 % по сравнению с критическим моментом основной схемы включения.

В целом каскадный способ является экономичным способом регулирования скорости АД.

Специальные каскадные установки позволяют регулировать скорость АД не только вниз от синхронной, но и выше ее, при этом получается выигрыш в габаритах преобразовательных устройств — трансформатора и вентильного преобразователя. Такие каскадные установки называют установками с двухзонным регулированием. Однако каскады с двухзонным регулированием дороже и сложнее установок, собранных по схеме рис. 4.38.

4.8. ИМПУЛЬСНЫЙ СПОСОБ РЕГУЛИРОВАНИЯ КООРДИНАТ АД

В последние годы для регулирования координат АД широкое применение нашел импульсный способ. Сущность его заключается в периодическом (импульсном) изменении какого-либо параметра цепей АД или питающей сети. Применительно к АД чаще всего осуществляется импульсное изменение подводимого к АД напряжения или сопротивлений резисторов в цепях ротора или статора.

Принцип импульсного регулирования рассмотрим на примере работы схемы рис. 4.39. В этой схеме в цепь ротора включено добавочное активное сопротивление $R_{2д}$, которое может закорачиваться ключом K . Допустим, что АД при закороченном сопротивлении $R_{2д}$ (ключ K замкнут) имеет естественную механическую характеристику I (рис.

4.40, а), а при наличии сопротивления (ключ K разомкнут) — искусственную характеристику II . Предположим, что ключ K может периодически замыкаться и размыкаться с некоторой постоянной частотой и регулируемой в широком диапазоне длительностью его замкнутого состояния. Временная диаграмма работы ключа K может быть проиллюстрирована рис. 4.40, б, где обозначено: t_0 — время открытого состояния ключа; t_3 — время его закрытого состояния; $T = t_3 + t_0$ — время (период) повторяющегося цикла. Если работу такого ключа характеризовать скважностью $\gamma = t_3/T$, то можно сказать, что естественная характеристика I двигателя (рис. 4.40, а) соответствует скважности $\gamma_3 = 1$ (ключ замкнут), а реостатная II — скважности $\gamma_0 = 0$ (ключ разомкнут). Если при этом момент нагрузки равен M_c , то скважности $\gamma_3 = 1$ соответствует скорость $\omega_{уст,з}$, а скважности $\gamma_0 = 0$ — $\omega_{уст,о}$. Эти два значения являются границами, определяющими диапазон ее регулирования при данном M_c .

Определим теперь, с какой скоростью будет вращаться АД при некотором промежуточном значении скважности работы ключа $0 < \gamma < 1$. Отметим вначале одно очень важное обстоятельство: так как состояние ключа K , а тем самым сопротивление в роторной цепи периодически меняются, то периодически меняются токи и момент M , а значит, и скорость АД.

Если $M > M_c$, то привод ускоряется и его скорость увеличивается. Если же $M < M_c$, то привод замедляется и его скорость снижается. Именно такой процесс периодического изменения скорости АД около некоторого среднего значения имеет место при импульсном регулировании. Покажем это подробнее с помощью рис. 4.40.

Пусть вначале ключ K был закрыт ($\gamma_3 = 1$) и АД работал на характеристике I в точке a , где его момент равен моменту нагрузки, вращаясь со скоростью $\omega_{уст,з}$. Уменьшим теперь скважность работы ключа K до некоторого значения $\gamma_1 = t_3/T < \gamma_3$. Тогда в момент времени t_1 (рис. 4.40, б) ключ разомкнется и будет введено в цепь ротора сопротив-

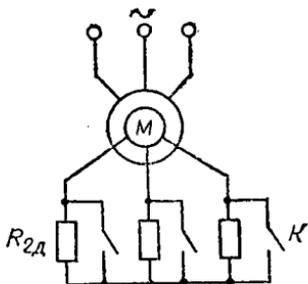


Рис. 4.39. Схема импульсного регулирования резисторов в цепи ротора

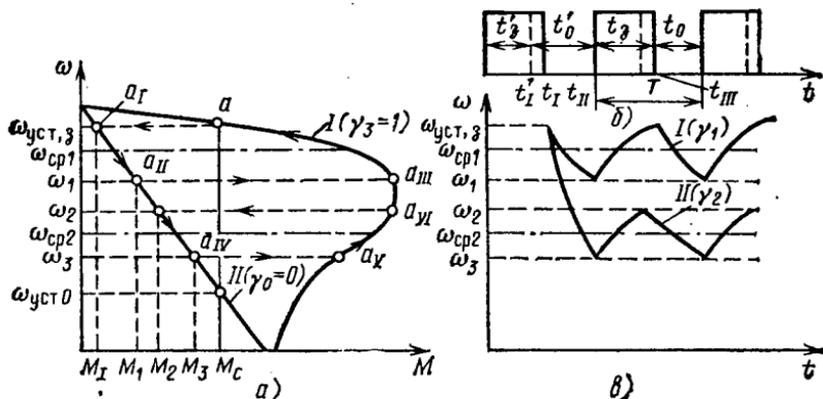


Рис. 4.40. К принципу реализации импульсного регулирования скорости:

а — механические характеристики; *б, в* — графики работы ключа и изменение скорости во времени при различной скважности

ление, которому соответствует характеристика *II*. При этом изображающая рабочая точка *a* с характеристики *I* переместится в положение точки *a_I* на характеристику *II* (штриховая линия), причем в силу механической инерции практически при постоянной скорости $\omega_{уст,з}$. Этой скорости на новой характеристике АД соответствует момент M_I , меньший момента нагрузки M_c . Ротор АД начнет замедляться, и его скорость будет снижаться до тех пор, пока в момент времени t_{II} , соответствующий точке *a_{II}*, ключ *K* вновь не замкнется. При этом изображающая точка переместится в положение *a_{III}* на характеристике *I*, в которой момент двигателя уже превышает M_c , АД начнет разгоняться. В точке *a*, соответствующей теперь уже моменту времени $t_{III} = t_I + T$, ключ вновь откроется, и весь цикл начнет повторяться. Из рис. 4.40, *а* видно, что скорость АД колеблется в пределах от $\omega_{уст,з}$ до ω_1 около некоторой средней скорости $\omega_{ср1}$, соответствующей заданной скважности γ_1 . График изменения скорости в функции времени показан на рис. 4.40, *в* в виде кривой *I*.

Уменьшим теперь скважность работы ключа *K* до значения $\gamma_2 = t'_3/T < \gamma_1$ (штриховая линия на рис. 4.40, *б*), т. е. сократим время закрытого состояния ключа. В этом случае скорость АД за время увеличившейся паузы уменьшится до более низкого уровня (точка *a_{IV}* на характеристике *II*),

а за время закрытого состояния ключа K увеличится лишь до значения ω_2 (точка $a\gamma_1$), меньшей, чем начальная скорость $\omega_{уст,з}$. При этом уменьшилась и средняя скорость АД до значения $\omega_{ср2}$, а график скорости в функции времени (кривая II на рис. 4.40, в) будет располагаться ниже кривой I, соответствующей скважности γ_1 . Таким образом, изменяя скважность работы ключа γ , можно регулировать скорость АД.

Аналогичным образом будет происходить и регулирование скорости АД при изменении не скважности, а частоты замыкания ключа K . Такой способ управления также находит применение в импульсном электроприводе.

Область применения импульсных схем в последние годы расширилась в связи с использованием в них полупроводниковых управляемых вентилях в качестве коммутирующих ключей. На рис. 4.41 показана модификация схемы рис. 4.39, в которой в качестве ключа использован тиристор VS , коммутирующий добавочный резистор $R_{2д}$, включенный в цепь выпрямленного тока ротора. Цепи искусственной коммутации тиристора VS на схеме не показаны. По принципу действия и получаемым характеристикам она аналогична схеме рис. 4.39.

Рассмотренные схемы, отличаясь простотой технической реализации и регулирования скорости АД, обладают в то же время весьма существенным недостатком: средняя скорость АД зависит от момента нагрузки на его валу. Действительно, если обратиться к рис. 4.40, а, то можно заметить, что при увеличении момента нагрузки M_c и неизменной скважности средняя скорость АД уменьшится, так как за время t_0 скорость снизится в более значительной степени, а за время t_3 увеличится уже в меньшей степени. При снижении M_c наблюдается обратная картина. Следовательно, можно сказать, что рассмотренная разомкнутая схема импульсного электропривода обеспечивает лишь мягкие механические характеристики привода, работа на которых отличается существенными перепадами скорости при воз-

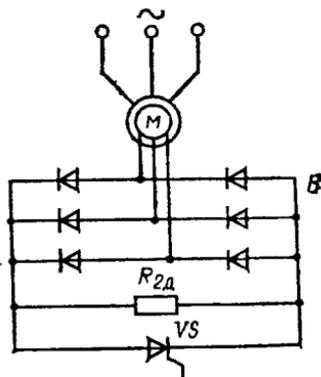


Рис. 4.41. Тиристорная схема импульсного регулирования

можных колебаниях момента нагрузки. Поэтому такие схемы применяются относительно редко, а чаще используются схемы с различными обратными связями, с помощью которых удается получить жесткие механические характеристики привода.

Оценивая показатели регулирования скорости АД с помощью простейших разомкнутых схем импульсного управления, можно отметить сходство этого способа с реостатным регулированием: получаемые характеристики имеют малую жесткость, располагаются ниже естественной характеристики двигателя и позволяют получить лишь небольшой диапазон регулирования. Невысока и экономичность этого способа из-за значительных потерь энергии. Возможности импульсного привода и области его применения существенно расширяются при использовании тиристоров и создании замкнутых систем. Такие системы, позволяющие получать плавное регулирование скорости в диапазоне 20:1, находят все большее применение на транспорте, в станкостроении, для привода механизмов подъемных кранов и некоторых других производственных механизмов.

4.9. УПРАВЛЕНИЕ АД ПО МИНИМУМУ ПОТЕРЬ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

Основным потребителем электрической энергии являются электроприводы с АД, которые используются для привода разнообразных рабочих машин и механизмов. Во многих случаях при их работе имеет место недоиспользование установленной мощности АД или необоснованное завышение их мощности, а также недогрузка АД во время вспомогательных операций. Это приводит к резкому снижению энергетических показателей асинхронных электроприводов и как следствие этого к большим экономическим потерям.

Стремление уменьшить потери электроэнергии в асинхронных электроприводах при их работе с изменяющейся нагрузкой привело к разработке систем управления, которые автоматически обеспечивают минимизацию потерь энергии или пропорционального им тока АД. Это достигается регулированием напряжения на статоре АД в функции нагрузки или тока двигателя.

Рассмотрим принципы построения такого электропривода, в котором минимизируется потребляемый АД ток [19, 20].

Принципиальная возможность минимизации потребляемого АД тока иллюстрируется кривыми рис. 4.42. На нем приведены зависимости тока I от напряжения U при разных моментах нагрузки M_c . Как видно, при каждой нагрузке АД (M_{c1} , M_{c2} , M_{c3} и т.д.) имеется такое напряжение, при котором потребляемый АД ток минимален. Штриховая

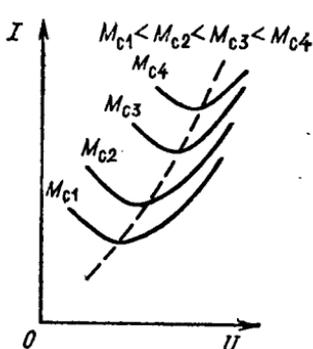


Рис. 4.42. Зависимости тока статора АД от напряжения питания при разных моментах нагрузки

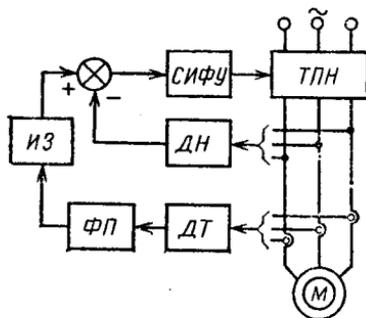


Рис. 4.43. Схема асинхронного электропривода с экстремальным управлением

линия на рис. 4.43, проведенная через точки минимумов тока для каждой нагрузки, определяет закон регулирования напряжения в функции тока, при реализации которого при любом M_c из сети потребляется минимальный ток.

Схема электропривода с минимизацией потребляемого АД тока приведена на рис. 4.43. В его состав входят АД, преобразователь ТПН с СИФУ, датчики тока ДТ и напряжения ДН, функциональный преобразователь ФП и инерционное звено ИЗ.

Требуемый закон управления электроприводом реализуется с помощью положительной обратной связи по току. Трехфазный датчик тока вырабатывает пропорциональный току сигнал, поступающий на вход ФП. Функциональный преобразователь ФП обеспечивает требуемую зависимость между напряжением на АД и моментом нагрузки на его валу (штриховая линия на рис. 4.42). В системе используется также отрицательная обратная связь по напряжению, с помощью которой обеспечивается необходимое качество переходных процессов. Этой же цели служит и ИЗ.

4.10. ТОРМОЖЕНИЕ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Возможности реализации тормозных режимов АД отличаются большим разнообразием. Часть способов торможения реализуется в основной схеме включения и связана с использованием режимов торможения противовключением и рекуперативного. Другой способ торможения обеспечивается включением АД по схеме динамического торможения, в которой эффект торможения достигается при подаче в цепь статора постоянного тока.

а) Торможение в основной схеме включения АД

При включении АД по основной схеме (см. рис. 4.1, а) может быть осуществлено торможение противовключением и рекуперативное торможение.

Перевод АД в режим торможения противовключением может быть выполнен двумя путями. Один из них связан с изменением чередования двух фаз питающего АД напряжения. Допустим, например, что АД работает на характеристике 1 (рис. 4.44, а) при чередовании фаз напряжения ABC. Тогда при переключении двух фаз (например, B и C) АД переходит на характеристику 2, участок ab которой соответствует торможению противовключением. Отметим, что при реализации торможения, как пра-

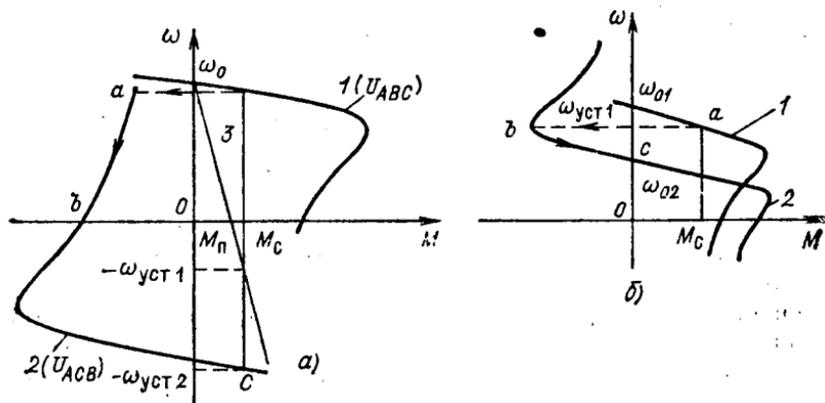


Рис. 4.44. Торможение АД в основной схеме включения: а — противовключением; б — с рекуперацией энергии в сеть

вило, требуется ограничивать ток и момент АД, что обычно достигается включением добавочных резисторов в цепи ротора или статора.

Другой путь может быть использован при активном характере момента нагрузки, который создается, например, на валу АД грузоподъемного механизма. Допустим, что требуется осуществить спуск груза, обеспечивая его торможение с помощью АД. Для этого АД путем включения в цепь ротора добавочного резистора переводится на искусственную характеристику (кривая 3 на рис. 4.44, а). Вследствие превышения моментом нагрузки M_c пускового момента АД M_n и его активного характера груз начнет опускаться с установившейся скоростью $\omega_{уст1}$.

Рекуперативное торможение осуществляется в том случае, когда скорость ротора АД превышает синхронную. Такой режим возникает, например, при торможении (переходе) двухскоростного АД с высокой на низкую скорость, как показано на рис. 4.44, б. Предположим, что в исходном положении АД работал на характеристике 1 в точке а, вращаясь со скоростью $\omega_{уст1}$. При увеличении числа пар полюсов АД переходит на характеристику 2, участок bc которой соответствует торможению с рекуперацией энергии в сеть.

Этот же вид торможения может быть реализован в системе преобразователь частоты — двигатель при останове АД или его переходе с характеристики на характеристику. Для этого осуществляется уменьшение частоты выходного напряжения ПЧ $f_{рег}$, а тем самым и синхронной скорости $\omega_0 = 2\pi f_{рег} / p$. В силу механической инерции текущая скорость АД ω будет изменяться медленнее, чем синхронная скорость ω_0 , и будет постоянно превышать скорость магнитного поля. За счет этого и возникает режим торможения с отдачей энергии в сеть. Эти процессы рассмотрены в § 4.12.

Рекуперативное торможение также может быть реализовано в электроприводе грузоподъемных механизмов при спуске грузов. Для этого АД включается в направлении спуска груза (характеристика 2 рис. 4.44, а). После окончания разбега он будет работать в точке с со скоростью $\omega_{уст2}$. При этом осуществляется процесс спуска груза с отдачей энергии в сеть.

Рекуперативное торможение является наиболее экономичным видом торможения АД.

б) Динамическое торможение

Для осуществления режима динамического торможения обмотку статора АД отключают от сети переменного тока и подключают к источнику постоянного тока, как это показано на рис. 4.45. Обмотка ротора АД при этом может быть замкнута накоротко или через добавочный резистор $R_{2д}$.

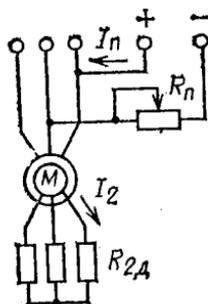


Рис. 4.45. Схема динамического торможения АД

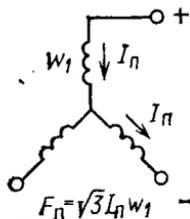


Рис. 4.46. Схема включения обмотки статора при динамическом торможении АД

Постоянный ток I_n , протекая по обмоткам статора, создает неподвижное в пространстве магнитное поле. При вращении ротора в нем наводится ЭДС, под действием которой в обмотке ротора протекает ток, создающий магнитный поток, также неподвижный в пространстве. Взаимодействие тока ротора с результирующим магнитным полем АД создает тормозной момент, за счет чего достигается эффект торможения. Двигатель работает в режиме генератора независимо от сети переменного тока, преобразовывая механическую энергию движущихся частей электропривода и рабочей машины в электрическую, которая рассеивается в виде тепла в цепи ротора.

В общем случае система возбуждения АД в этом режиме является несимметричной, так как трехфазная статорная обмотка подключается к однофазному источнику постоянного тока. На рис. 4.46 показана наиболее распространенная схема включения обмотки статора при динамическом торможении. Существуют и другие схемы включения обмоток статора АД [34].

Для проведения анализа работы АД в режиме динамического торможения несимметричную систему возбуждения АД обычно заменяют симметричной, что дает возможность применять удобные при анализе схемы замещения АД.

С этой целью принимается допущение о том, что статор АД питается не постоянным током I_{Π} , а некоторым эквивалентным трехфазным переменным током $I_{\text{экв}}$, создающим такую же МДС АД, что и постоянный ток I_{Π} .

Последнее условие позволяет установить аналитическую связь между токами $I_{\text{экв}}$ и I_{Π} . Например, для схемы рис. 4.46 МДС, создаваемая постоянным током I_{Π} , протекающим по двум фазам обмотки с числом витков в каждой W_1 , равна

$$F_{\Pi} = \sqrt{3} I_{\Pi} W_1.$$

Амплитуда МДС, создаваемая переменным током $I_{\text{экв}}$,

$$F = \frac{3\sqrt{2}}{2} I_{\text{экв}} W_1.$$

Приравнявая эти значения МДС, находим

$$I_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{\Pi}. \quad (4.46)$$

Введение в рассмотрение понятия эквивалентного тока позволяет представить схему замещения АД в виде, показанном на рис. 4.47, а. Векторная диаграмма токов, соответствующая схеме рис. 4.47, а, приведена на рис. 4.47, б. Скольжение в режиме динамического торможения определяется как

$$s = \omega / \omega_0. \quad (4.47)$$

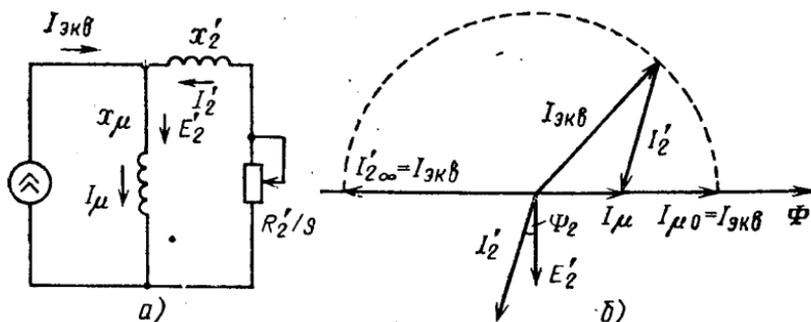


Рис. 4.47. Схема замещения (а) и векторная диаграмма (б) АД при динамическом торможении

В соответствии со схемой замещения намагничивающий ток I_μ определяется геометрической суммой эквивалентного тока $I'_{\text{ЭКВ}}$ и вторичного приведенного к статору тока ротора I'_2 , как показано на рис. 4.47, б.

При скорости и скольжении АД, равных нулю, $I'_2 = 0$ и $I'_{\text{ЭКВ}} = I_{\mu 0}$, поэтому при неподвижном роторе намагничивающий ток I_μ и определяемый им магнитный поток Φ максимальны. При $\omega \neq 0$; $s \neq 0$ появляется ток I'_2 . Так как $I'_{\text{ЭКВ}} = \text{const}$, то конец вектора тока $I'_{\text{ЭКВ}}$ на векторной диаграмме описывает окружность, а ток I_μ начинает уменьшаться, т. е. появление тока ротора I'_2 оказывает размагничивающее действие на АД.

Получим теперь формулы для электромеханической и механической характеристик АД в режиме динамического торможения. Из рис. 4.47 следует

$$I_{\text{ЭКВ}}^2 = I_2'^2 + 2I_\mu I_2' \sin \psi_2 + I_\mu^2; \quad (4.48)$$

$$I_2' = \frac{E_2'}{\sqrt{R_2'^2/s^2 + x_2'^2}} = \frac{I_\mu x_\mu}{\sqrt{R_2'^2/s^2 + x_2'^2}}; \quad (4.49)$$

$$\sin \psi_2 = \frac{x_2'^2}{\sqrt{R_2'^2/s^2 + x_2'^2}}. \quad (4.50)$$

Совместное решение (4.48) — (4.50) приводит к следующему выражению для электромеханической характеристики АД:

$$I_2' = \frac{I'_{\text{ЭКВ}} x_\mu}{\sqrt{(R_2'/s)^2 + (x_\mu + x_2')^2}}. \quad (4.51)$$

Механическая характеристика АД выражается как

$$M = \frac{3I_2'^2 R_2'}{\omega_0 s} = \frac{3I_{\text{ЭКВ}}^2 x_\mu^2 R_2'}{\omega_0 s [(R_2'/s)^2 + (x_\mu + x_2')^2]}. \quad (4.52)$$

Полученные формулы (4.51) и (4.52) показывают зависимость тока и момента АД не только от скольжения s , но и от магнитного состояния двигателя, отражаемого параметром x_μ . Если пренебречь последним фактором и считать АД ненасыщенным, а остальные параметры неизменными, то ток и момент будут являться только функциями скольжения s .

Представим графически электромеханическую характеристику АД $I'_2(s)$. Отметим при этом предварительно, что при $s=0$ $I'_2=0$, а сама зависимость согласно (4.51) имеет монотонный характер. Зависимость $I'_2(s)$ приведена на рис. 4.48 в первом квадранте.

Выражение (4.52) для механической характеристики может быть упрощено, если выполнить его анализ на наличие экстремумов. Считая по-прежнему $x_\mu = \text{const}$, дифференци-

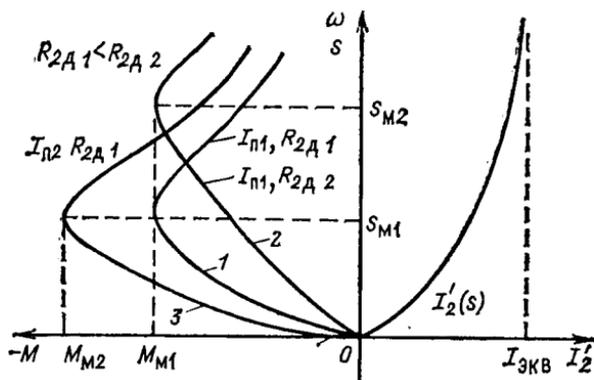


Рис. 4.48. Характеристики АД при динамическом торможении

руя M по s и приравнявая производную dM/ds нулю, определяем координаты точки экстремума зависимости $M(s)$

$$s_M = \frac{R'_2}{x_\mu + x'_2}; \quad (4.53)$$

$$M_M = \frac{3I_{\text{эКВ}}^2 x_\mu^2}{2\omega_0 (x_\mu + x'_2)}. \quad (4.54)$$

Используя полученные выражения (4.53) и (4.54), после несложных преобразований можно следующим образом представить (4.52):

$$M = \frac{2M_M}{s/s_M + s_M/s}. \quad (4.55)$$

Отметим, что это выражение по своей структуре аналогично уравнению (4.10) механической характеристики АД при его питании от трехфазной сети переменного тока.

Характерные точки механической характеристики АД в режиме динамического торможения:

- 1) при $s=0$ $M=0$;
- 2) при $s=s_m$ $M=M_m$;
- 3) при $s \rightarrow \infty$ $M \rightarrow 0$.

Механические характеристики АД приведены во втором квадранте рис. 4.48.

Формулы (4.52) — (4.54) позволяют определить возможности получения искусственных характеристик АД в режиме динамического торможения и их вид. Наиболее часто искусственные характеристики получаются изменением добавочного резистора в цепи ротора $R_{2д}$ (см. рис. 4.45) и постоянного тока $I_{п} \equiv I_{экв}$. На рис. 4.48 показаны механические характеристики АД для различных сочетаний $I_{п}$ и $R_{2д}$. Характеристика 1 соответствует некоторым значениям тока $I_{п1}$ и сопротивления резистора $R_{2д1}$, максимальный момент на ней равен $M_{м1}$, а скольжение, ему соответствующее, $s_{м1}$. Увеличение добавочного сопротивления при $I_{п} = \text{const}$ в соответствии с (4.54) не приведет к изменению максимального момента, в то время как скольжение s_m согласно (4.53) пропорционально возрастает, что приведет к получению характеристики вида 2. Увеличение тока $I_{п}$ до значения $I_{п2} > I_{п1}$ при $R_{2д1} = \text{const}$ вызовет в соответствии с (4.54) увеличение максимального момента пропорционально квадрату тока. Характеристика двигателя примет вид кривой 3.

Варьируя одновременно значения величин $I_{п}$ и $R_{2д}$, можно получить желаемый вид механических характеристик АД в режиме динамического торможения.

4.11. АВТОМАТИЧЕСКОЕ УПРАВЛЕНИЕ ПРИ ПУСКЕ, РЕВЕРСЕ И ТОРМОЖЕНИИ АД

Релейно-контакторные схемы управления асинхронным двигателем, обеспечивающие его пуск, реверс и торможение, строятся по тем же принципам времени, скорости, тока и пути, что и схемы управления ДПТ. Вместе с тем, поскольку АД малой и даже средней мощности допускают прямое (непосредственное) подключение к сети, в этих случаях могут быть использованы более простые схемы управления.

а) Схемы управления АД с короткозамкнутым ротором

Управление АД этого типа осуществляется по цепи статора, так как в соответствии с конструкцией АД доступ в

цепь ротора невозможен. Схемы управления АД с короткозамкнутым ротором наиболее просты и обеспечивают несложные операции по автоматизации работы электроприводов.

Схема управления с использованием магнитного пускателя приведена на рис. 4.49. Она включает в себя магнитный пускатель, состоящий из контактора *КМ* и двух встроенных в него тепловых реле защиты *КК*, выключате-

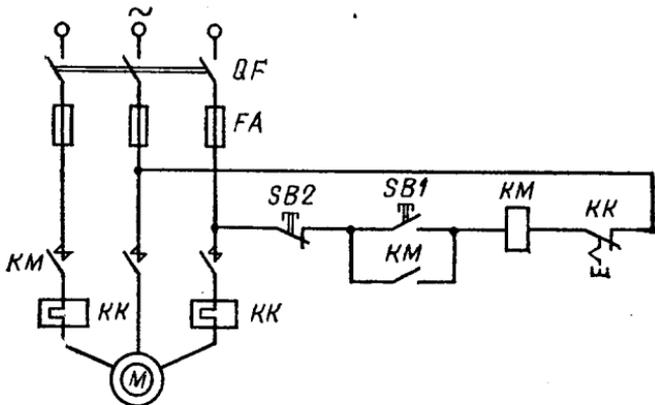


Рис. 4.49. Схема управления короткозамкнутым АД с помощью магнитного пускателя

ля *QF*, двух кнопок управления — пуска *SB1* и остановки *SB2* и предохранителей *FA*. Схема обеспечивает прямой (без ограничения тока и момента) пуск АД, отключение его от сети, а также его защиту от коротких замыканий (предохранители *FA*) и перегрузки (тепловые реле *КК*).

Работа схемы происходит следующим образом. Для пуска АД замыкается выключатель *QF* и нажимается кнопка *SB1*. Получает питание контактор *КМ*, который своими главными силовыми контактами в цепи статора АД подключает его к сети, а вспомогательным контактом шунтирует кнопку *SB1*. Происходит разбег АД по его естественной характеристике. Для отключения АД нажимается кнопка *SB2*, контактор *КМ* теряет питание и отключает АД от сети. Начинается процесс торможения АД выбегом под действием момента нагрузки на его валу.

Реверсивная схема управления АД показана на рис. 4.50. Основным ее элементом является реверсивный магнитный пускатель, который включает в себя два линейных контак-

тора $KM1$ и $KM2$ и два тепловых реле защиты KK . Схема содержит также три кнопки управления $SB1$, $SB2$, $SB3$, автоматический выключатель QF и предохранители FA . Схема обеспечивает прямой пуск и реверс АД, а также торможение противовключением при ручном (неавтоматическом) управлении.

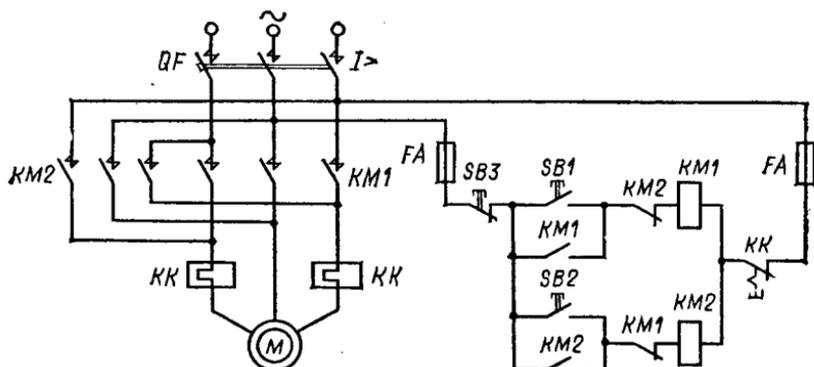


Рис. 4.50. Реверсивная схема управления короткозамкнутым АД

Элементы защиты осуществляют защиту от перегрузок АД (реле KK) и коротких замыканий в цепи статора (автоматический выключатель QF) и схемы управления (предохранители FA). Кроме того, схема управления осуществляет нулевую защиту от исчезновения напряжения сети (контакторы $KM1$ и $KM2$).

Пуск двигателя в условных направлениях «Вперед» или «Назад» осуществляется нажатием соответственно кнопки $SB1$ или $SB2$. Это приводит к срабатыванию контактора $KM1$ или $KM2$ и подключению АД к сети (при включенном аппарате QF). Для реверса АД вначале нажимается кнопка $SB3$, что приводит к отключению включенного до сих пор контактора (например, $KM1$), после чего нажимается кнопка $SB2$. Это приводит к включению контактора $KM2$ и подаче на АД напряжения сети с другим порядком чередования фаз. Магнитное поле АД изменяет свое направление вращения, и начинается процесс реверса, состоящий из двух этапов — торможения противовключением и разбега в противоположную сторону.

В случае необходимости затормозить АД при достижении им нулевой скорости должна быть нажата кнопка $SB3$,

что приведет к отключению АД от сети и возвращению схемы в исходное положение.

Во избежание короткого замыкания в цепи статора, которое может возникнуть в результате одновременного ошибочного нажатия кнопок *SB1* и *SB2*, в реверсивных магнитных пускателях обычно предусматривается специальная механическая блокировка. Она представляет собой рычажную систему, которая предотвращает втягивание одного контактора, если включен другой. В дополнение к механической блокировке в схеме используется типовая электрическая блокировка, применяемая в реверсивных схемах управления. Она предусматривает перекрестное включение размыкающих контактов аппарата *KM1* в цепь катушки аппарата *KM2* и наоборот. Такое включение контактов исключает одновременное включение линейных контакторов *KM1* и *KM2*, что повышает надежность работы схемы управления.

Отметим, что повышению надежности и удобства в эксплуатации способствует использование в схеме воздушного автоматического выключателя *QF*. Его наличие исключает возможность работы привода при обрыве одной фазы, при однофазном коротком замыкании, как это имеет место при установке предохранителей, а также не требует замены элементов (как в предохранителях при сгорании их плавкой вставки).

Схема управления АД, обеспечивающая прямой пуск и динамическое торможение по принципу времени, приведена на рис. 4.51. Она включает линейный контактор *KM* и контактор торможения *KM1*, электромагнитное реле времени *KT*, регулировочный резистор R_T , выпрямитель *V* и кнопки управления *SB1* и *SB2*. К элементам защиты относятся предохранители *FA* и тепловое реле *KK*.

Пуск двигателя осуществляется нажатием кнопки *SB1*, после чего срабатывает линейный контактор *KM*, подключающий двигатель к сети. Одновременно с этим замыкание контакта *KM* в цепи реле *KT* вызовет его срабатывание и замыкание его контакта в цепи контактора *KM1*. Однако последний не срабатывает, так как перед этим разомкнулся в этой цепи размыкающий контакт *KM*.

Для остановки АД нажимается кнопка *SB3*. Контактор *KM* отключается, размыкая свои контакты в цепи статора АД и отключая тем самым его от сети. Одновременно с этим замыкается контакт *KM* в цепи аппарата *KM1* и размыкается контакт *KM* в цепи реле *KT*. Это приводит к включению контактора торможения *KM1*, подаче в обмот-

ки статора постоянного тока и переводу двигателя в режим динамического торможения. Реле времени KT , потеряв питание, начинает отсчет выдержки времени. Через интервал времени, соответствующий времени останова АД, реле KT размыкает свой контакт в цепи контактора $KM1$, тот отключается, прекращая подачу постоянного тока в цепь статора. Схема возвращается в исходное положение.

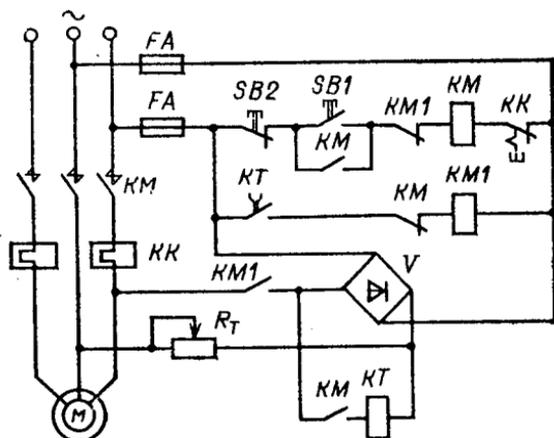


Рис. 4.51. Схема управления пуском и динамическим торможением короткозамкнутого АД

Интенсивность динамического торможения регулируется резистором R_T , с помощью которого устанавливается необходимый постоянный ток в статоре АД.

Для исключения возможности одновременного подключения статора к источникам переменного и постоянного тока в схеме использована типовая блокировка с помощью размыкающих контактов KM и $KM1$, включенных перекрестно в цепи катушек этих аппаратов.

Схема управления АД, обеспечивающая пуск и торможение противовключением по принципу скорости, показана на рис. 4.52.

В состав схемы управления входят линейный контактор KM , контактор торможения $KM1$, кнопки управления $SB1$ и $SB2$, тепловые реле защиты KK и предохранители FA .

Принцип скорости реализуется с помощью реле контроля скорости KBR . Оно представляет собой электромеханическое устройство, механически связанное с валом АД. Ра-

бота реле происходит следующим образом. При неподвижном АД и малых скоростях вала (10—15 % номинальной) замыкающий контакт *KBR* разомкнут, а при больших скоростях он замыкается.

Пуск АД осуществляется нажатием кнопки *SB1*, что приводит к срабатыванию контактора *KM* и подключению АД к сети. Одновременно с этим размыкающий контакт

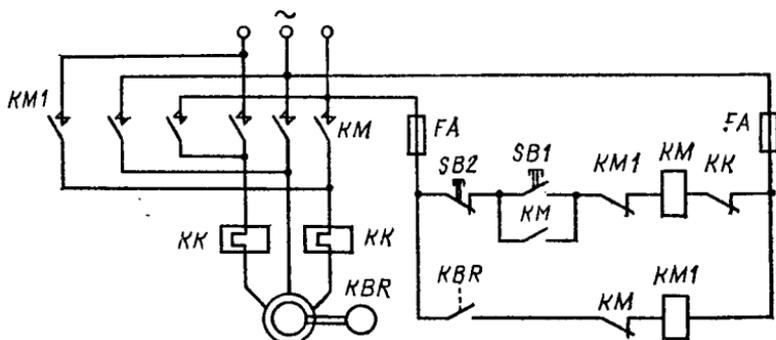


Рис. 4.52. Схема управления пуском и торможением противовключением короткозамкнутого АД

этого аппарата разрывает цепь катушки контактора *KM1*, поэтому замыкание контакта реле *KBR* при пуске АД не приведет к включению *KM1*.

Для останова АД нажимается кнопка *SB2*. Контактор *KM* отключается, размыкает свои контакты в цепи статора АД и замыкает свой размыкающий контакт в цепи питания контактора *KM1*. Последний срабатывает и подает на АД напряжение с другим порядком чередования фаз, переводя его в режим торможения противовключением. При скорости, составляющей 10—15 % номинальной, реле *KBR* замыкает свой контакт в цепи питания контактора *KM1*, и *KM1* отключает АД от сети. Процесс торможения противовключением заканчивается, и схема возвращается в исходное положение.

б) Схема управления АД с фазным ротором

На рис. 4.53 приведена реверсивная схема управления, обеспечивающая пуск АД по принципу времени и реверс по принципу ЭДС. Питание АД осуществляется от сети переменного, а схемы управления—от сети постоянного тока.

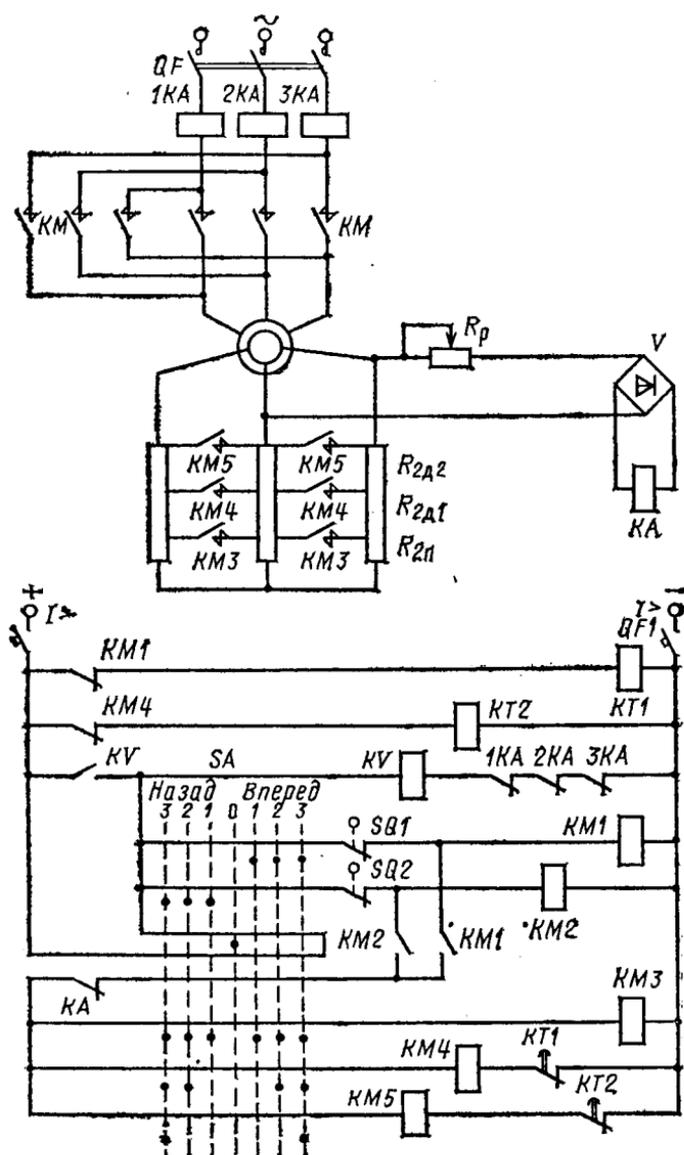


Рис. 4.53. Реверсивная схема управления АД с фазным ротором

Органом управления АД в этой схеме является командоконтроллер *SA*. Он имеет семь положений — нулевое и по три положения для каждого из условных направлений вращения АД «Вперед» и «Назад». Положения, в которых происходит замыкание контактов *SA*, на схеме обозначены точками на штриховых линиях. В состав схемы входят: линейные контакторы *KM1* и *KM2*, контакторы противовключения и ускорения *KM3*, *KM4*, *KM5*, реле времени *KT1*, *KT2*, реле противовключения *KA*, выпрямитель *V*, регуляторный резистор R_p , резисторы противовключения $R_{2п}$ и пусковые с двумя ступенями $R_{2д1}$ и $R_{2д2}$. К элементам защиты относятся реле максимального тока *1КА — 3КА*, реле напряжения *KV*, выключатель автоматический *QF1*. Кроме того, в схеме предусмотрено ограничение хода исполнительного органа рабочей машины. Оно обеспечивается включением в цепи линейных контакторов *KM1* и *KM2* размыкающих контактов конечных выключателей *SQ1* и *SQ2*, которые в крайних положениях размыкаются, обеспечивая отключение АД от сети и его останов.

Для правильного функционирования схемы требуется определенная настройка реле *KA*, а именно: оно должно иметь время срабатывания меньше, чем время включения контактора *KM3*, причем срабатывание этого реле должно происходить при $s > 1$, т. е. только в режиме противовключения. Реализация второго условия обеспечивается выбором сопротивления резистора R_p , а первого — соответствующим выбором аппаратуры.

Подготовка АД к пуску осуществляется включением выключателей *QF* и *QF1*, при этом командоконтроллер *SA* находится в нулевом (среднем) положении. Подача напряжения на схему управления приводит к включению реле *KT1* и *KT2*, которые размыкают свои контакты в цепях аппаратов *KM4* и *KM5* соответственно. Также включается реле *KV*, замыкание контакта которого подготавливает к работе остальную часть схемы управления. Отметим, что в цепь катушки реле *KV* включены контакты *1КА*, *2КА* и *3КА*, а само оно обеспечивает защиту от исчезновения питания.

Для пуска АД на высшую скорость, например в условном направлении «Вперед», командоконтроллер переводится в третью позицию этого направления. Если конечный выключатель *SQ1* не нажат, то срабатывает контактор *KM1*, подключая АД к сети переменного тока. Одновременно с этим за счет замыкания вспомогательных контактов

КМ получает питание контактор *КМЗ* (реле *КА* в момент пуска не срабатывает), закорачивая не нужную при пуске ступень противовключения $R_{2п}$. Начинается разбег АД по первой реостатной характеристике. Включение аппарата *КМ1* приводит также к потере питания реле *КТ1*. Это реле, отсчитав выдержку времени, замкнет свой контакт в цепи аппарата *КТ1*. Последний, сработав, закоротит первую ступень пускового резистора $R_{2д1}$ и одновременно разомкнет цепь питания реле *КТ2*. В свою очередь, реле *КТ2*, отсчитав свою выдержку времени, вызовет срабатывание контактора *КМ5*, который зашунтирует последнюю ступень пускового резистора $R_{2д2}$. Двигатель, выйдя на свою естественную характеристику, заканчивает разбег.

Схема управления позволяет также осуществить пуск АД на первую или вторую реостатную характеристику. Для этого командоконтроллер ставится не в третью, а в первую или вторую позицию, в результате чего в роторе после пуска остаются или резисторы $R_{2д1} + R_{2д2}$, или резистор $R_{2д2}$.

Для реверса АД командоконтроллер переводится в третью позицию направления «Назад». При проходе командоконтроллера через нулевое положение схема возвращается в исходное состояние, а при достижении им третьей позиции происходит срабатывание контактора *КМ2*. На статоре АД изменяется чередование фаз напряжения, и, поскольку АД продолжает по инерции вращаться в условном направлении «Вперед», он переходит в режим торможения противовключением. В соответствии со своей настройкой после включения контактора *КМ2* включится реле *КА*, которое своим размыкающим контактом разорвет цепь питания аппаратов *КМ4*, *КМ5* и *КМ3*. Торможение противовключением будет происходить при полном сопротивлении в цепи ротора $R_{2п} + R_{2д1} + R_{2д2}$.

При скорости, близкой к нулю, замкнется контакт реле *КА*. Если командоконтроллер останется в той же позиции, то начнется разбег АД в условном направлении «Назад» при той же последовательности работы схемы управления. Если же при достижении АД нулевой скорости командоконтроллер поставить в нулевое положение, то АД будет отключен от сети и схема вернется в свое исходное состояние. Таким образом схема позволяет при ручном управлении осуществлять торможение двигателя противовключением.

4.12. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В АСИНХРОННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ И ИХ ФОРМИРОВАНИЕ

Асинхронный двигатель представляет собой сложное электромеханическое устройство, состоящее из магнитосвязанных обмоток статора и ротора, непрерывно изменяющих свое взаимное расположение в пространстве. Вследствие этого возникающие электромагнитные переходные процессы отличаются большой сложностью. Переходные токи в обмотках статора и ротора в общем случае содержат принужденную и свободную составляющие и изменяются по сложным колебательным

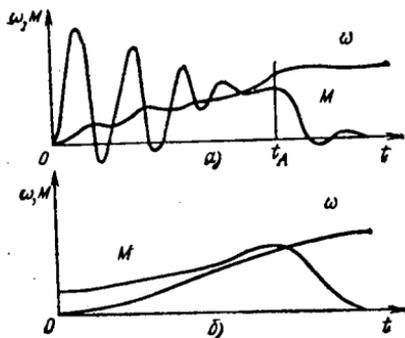


Рис. 4.54. Графики момента и скорости при пуске АД:
 а — экспериментальные; б — рассчитанные без учета электромагнитных переходных процессов

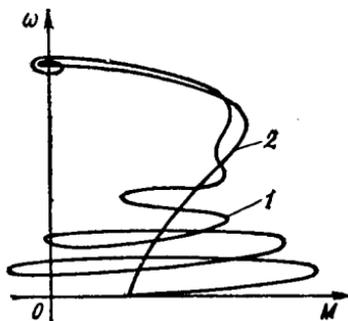


Рис. 4.55. Статическая и динамическая механические характеристики АД

зависимостям. Вследствие этого и электромагнитный момент АД в переходных процессах имеет колебательный характер и является сложной функцией времени.

Для примера на рис. 4.54, а приведены экспериментально снятые графики скорости и момента АД при его пуске. Как видно, изменение момента АД, в особенности на начальном участке, имеет сложный колебательный характер, что проявляется и в изменении скорости АД.

Для сопоставления на рис. 4.54, б приведены расчетные графики изменения скорости и момента АД при пуске, построенные по статической механической характеристике. Нетрудно отметить существенное отличие тех и других графиков.

С помощью графиков рис. 4.54, а может быть получена так называемая динамическая механическая характеристика АД $\omega(M)$, которая представляет собой фазовую траекторию переходного процесса при пуске АД. Для ее построения следует определить значения момента и скорости АД в одни и те же моменты времени

переходного процесса и нанести полученные точки на плоскость ω — M .

На рис. 4.55 показана полученная таким образом динамическая характеристика АД, изображенная кривой 1. Для сравнения на этом же рисунке приведена статическая механическая характеристика того же двигателя (кривая 2), полученная путем расчета с помощью формулы (4.9). Различие между этими характеристиками, определяемое протеканием сложных электромагнитных процессов в переходном режиме АД, весьма существенно. В первую очередь оно выражается отличием характера переходного момента двигателя от момента на статической характеристике. Переходный момент может в несколько раз превосходить момент на статической характеристике. Это объясняется тем, что переходные токи статора и ротора могут значительно превосходить значения, рассчитанные по формулам для статических режимов. Магнитные поля, образуемые свободными составляющими токов, могут либо усиливать, либо ослаблять основное поле, создаваемое принужденными (установившимися) составляющими токов, вызывая соответствующее усиление или ослабление переходного электромагнитного момента. Иногда момент может быть даже отрицательным (тормозным), что можно видеть на начальном участке кривой 1.

Другое существенное различие состоит в том, что вид динамической характеристики АД определяется не только параметрами его обмоток, как это имеет место для статических характеристик, но и моментом нагрузки и моментом инерции электропривода. Кроме того, характер переходного электромагнитного момента АД зависит от вида переходного процесса (пуск, реверс, торможение), а также от его начальных условий, в особенности от начального уровня магнитного поля двигателя.

На рис. 4.56 приведены графики момента и скорости АД при пуске с различными моментами нагрузки M_c и суммарным моментом инерции J . Кривые рис. 4.56, а соответствуют случаю $M_c=0$ и $J=J_{дв}$, кривые рис. 4.56, б — случаю $M_c=0$ и $J=2J_{дв}$, а кривые рис. 4.56, в — случаю $M_c=0,5M_{ном}$ и $J=J_{дв}$, где $J_{дв}$, $M_{ном}$ — соответственно момент инерции собственно АД и его номинальный момент.

Сопоставление этих графиков позволяет отметить следующую закономерность: при увеличении как суммарного момента инерции J , так и момента нагрузки M_c кривая момента АД в начале процесса содержит большое число пиков, близких к первому максимальному, а затухание момента происходит медленно. Это объясняется тем, что АД при наличии момента нагрузки и больших инерционных масс относительно долго работает в зоне небольших скоростей, в которой электромагнитные переходные процессы затухают медленно. Важно отметить, что изменения момента инерции и момента нагрузки приводят к изменению длительности как переходных процессов, так и действия свободных токов и соответствующих им свободных моментов.

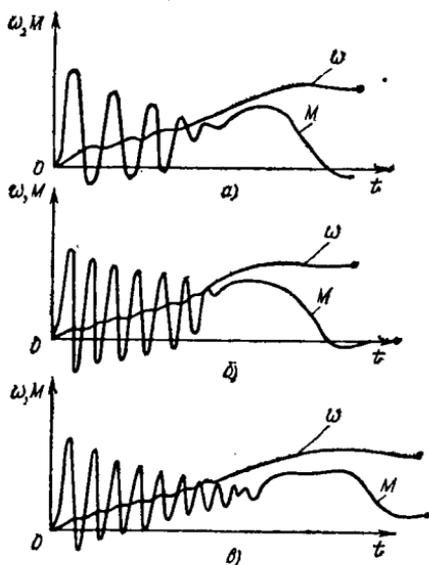


Рис. 4.56. Графики скорости и момента при пуске АД

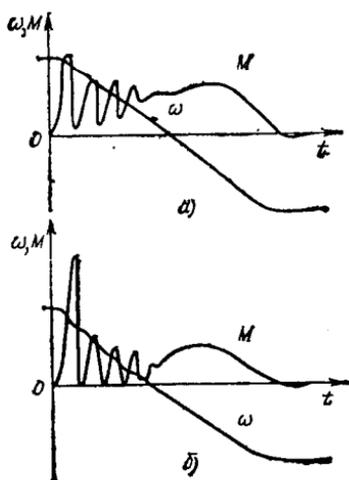


Рис. 4.57. Графики скорости и момента при реверсе АД

Большое влияние на переходные процессы при реверсе и торможении АД оказывает незатухшее магнитное поле, так как при отключении АД от сети магнитный поток АД не может мгновенно снизиться до нуля. Поэтому если АД вновь подключается к сети (что имеет место при его реверсе или торможении), когда магнитное поле еще не затухло, то оно оказывает существенное влияние на электромагнитные переходные процессы. Для иллюстрации этого на рис. 4.57 приведены графики изменения скорости и момента АД при реверсе с затухшим (рис. 4.57, а) и незатухшим (рис. 4.57, б) магнитными полями. В первом случае максимум переходного момента АД примерно в 5 раз превышает его номинальный момент, а во втором — более чем в 10 раз. Таким образом наличие незатухшего магнитного поля увеличивает максимальные значения переходных моментов. Аналогичное положение имеет место и при торможении АД противовключением.

Проведенное рассмотрение показывает, что переходные процессы в асинхронном электроприводе отличаются большим разнообразием и сложностью, в первую очередь из-за протекания электромагнитных переходных процессов в АД. Их влияние проявляется в значительных пиках переходного электромагнитного момента двигателя, которые при пуске в 3—5 раз, а при реверсе в 12—18 раз превышают номинальный

момент АД. Ими же объясняется существенное различие статических и динамических характеристик АД. Влияние электромагнитных процессов особенно заметно при значительных моментах нагрузки и инерционных массах двигателя, а также при наличии незатухшего магнитного поля.

Математически переходные процессы в АД описываются сложными дифференциальными уравнениями [37], которые по своей природе нелинейны и содержат периодические коэффициенты. Даже при использовании вычислительных машин и принятии ряда упрощений решение этой системы уравнений оказывается затруднительным.

В связи с этим анализ переходных процессов в асинхронном электроприводе целесообразно проводить в двух направлениях. Одно из них должно предусматривать оценку максимальных значений электромагнитного переходного момента АД. Другое направление посвящено рассмотрению только механических переходных процессов, что позволяет получить оценочное представление об общем характере изменения координат во времени, в том числе оценить время переходных процессов.

Оценка влияния электромагнитных переходных процессов в асинхронном электроприводе подробно дана в [34, 37], далее рассматриваются в основном механические переходные процессы в асинхронном электроприводе и их формирование.

а) Переходные процессы при питании АД от сети

Механические переходные процессы в асинхронном электроприводе описываются основным уравнением механического движения

$$M(s) - M_c(\omega) = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (4.56)$$

в котором механические характеристики АД $M(s)$ и исполнительного органа $M_c(\omega)$ в общем случае являются нелинейными функциями скорости (скольжения). Получение искомых зависимостей $s(t)$, $\omega(t)$ и $M(t)$ может быть осуществлено несколькими путями.

Первый путь связан с использованием численного метода интегрирования управления (4.56). Пример построения зависимостей $s(t)$, $\omega(t)$, и $M(t)$ при пуске АД методом Эйлера рассмотрен в § 1.7. Этим же методом могут быть получены кривые переходного процесса для других видов переходного процесса — реверса, торможения, перехода со скорости на скорость.

Вторая возможность связана с применением графоаналитических методов решения уравнения (4.56). Пример использования этих методов также рассмотрен в § 1.7.

Третий путь получения зависимостей $s(t)$, $\omega(t)$ и $M(t)$ состоит в использовании линейной аппроксимации нелинейных механических характеристик (или их участков) АД и нагрузки. При замене нелинейной

характеристики или ее участка прямой линией становится возможным использование формул (1.37) и (1.38), полученных для случая линейных механических характеристик. Припасовывая участки кривых переходного процесса начальными и конечными значениями координат, можно получить графики $\omega(t)$ и $M(t)$.

Четвертый путь решения поставленной задачи связан с точным решением уравнения (4.56) при подстановке в него аналитических зависимостей $M(s)$ и $M_c(\omega)$. Используя приближенную формулу для механической характеристики АД (4.10) и учитывая, что $d\omega/dt = -\omega_0 ds/dt$ [см. (4.2)], запишем уравнение (4.56) для случая постоянного момента нагрузки $M_c = \text{const}$

$$\frac{2M_K}{s_K/s + s/s_K} - M_c = -J\omega_0 \frac{ds}{dt}. \quad (4.57)$$

Решение (4.57) дает зависимость между скольжением и временем в следующем виде:

$$t = T_M M_K (s - s_{\text{нач}}) / M_c + (M_K / M_c)^2 s_K \left(\frac{s_1}{s_1 - s_2} \ln \frac{s - s_1}{s_{\text{нач}} - s_1} - \frac{s_2}{s_1 - s_2} \ln \frac{s - s_2}{s_{\text{нач}} - s_2} \right), \quad (4.58)$$

где $s_{1,2} = s_K [M_K / M_c \pm \sqrt{(M_K / M_c)^2 - 1}]$; $T_M = J\omega_0 / M_K$.

Как видно, зависимость $s(t)$ выражается сложной формулой, мало удобной для практических расчетов. По этой причине для получения графиков $s(t)$, $\omega(t)$ и $M(t)$ чаще пользуются одним из описанных выше приближенных способов или же ЭВМ.

В заключение остановимся на оценке времени переходных процессов в простейшем случае — при отсутствии нагрузки на валу АД. Из (4.57) при $M_c = 0$ следует, что

$$dt = -\frac{T_M}{2} \left(\frac{s_K}{s} + \frac{s}{s_K} \right) ds, \quad (4.59)$$

где $T_M = J\omega_0 / M_K$.

Отсюда для времени переходного процесса вхолостую $t_{п,0}$ находим

$$t_{п,0} = \frac{T_M}{2} \int_{s_{\text{кон}}}^{s_{\text{нач}}} \left(\frac{s_K}{s} + \frac{s}{s_K} \right) ds = \frac{T_M}{2} \times \left[s_K \ln \left(\frac{s_{\text{нач}}}{s_{\text{кон}}} \right) + \frac{s_{\text{нач}}^2 - s_{\text{кон}}^2}{2s_K} \right]. \quad (4.60)$$

Для пуска $s_{нач}=1$; принимая $s_{кон}=0,05$, получаем для времени пуска вхолостую

$$t_{по} = \frac{T_M}{2} \left(s_K \ln 20 + \frac{1 - 0,05^2}{2s_K} \right). \quad (4.61)$$

Пренебрегая в (4.61) малыми величинами, определяем

$$t_{по} = T_M [1,5s_K + (1/4) s_K]. \quad (4.62)$$

Время пуска $t_{по}$ имеет минимум при $s_K=0,408$, равный $1,22 T_M$.

Для торможения противовключением из (4.60) для $s_{нач}=2$ и $s_{кон}=1$ получаем

$$t_{то} = T_M (0,35s_K + 0,75/s_K). \quad (4.63)$$

Как и при пуске, время торможения противовключением имеет минимальное значение $1,03 T_M$ при $s_K=1,47$. Минимальное время реверса имеет место при $s_K=0,74$ и составляет $2,71 T_M$.

При динамическом торможении $s_{нач}=1$, $s_{кон}=0,05$, поэтому время торможения определяется выражением (4.62), а минимальное время, так же как и при пуске, соответствует $s_K=0,408$ и равно $1,22 T_M$.

б) Переходные процессы в системе преобразователь частоты — двигатель и их формирование

Переходные процессы в системе ПЧ—АД по своему характеру близки к процессам в системе преобразователь — двигатель постоянного тока независимого возбуждения. Формируя с помощью задающего устройства ЗУ (рис. 4.58) желаемый закон изменения сигнала управ-

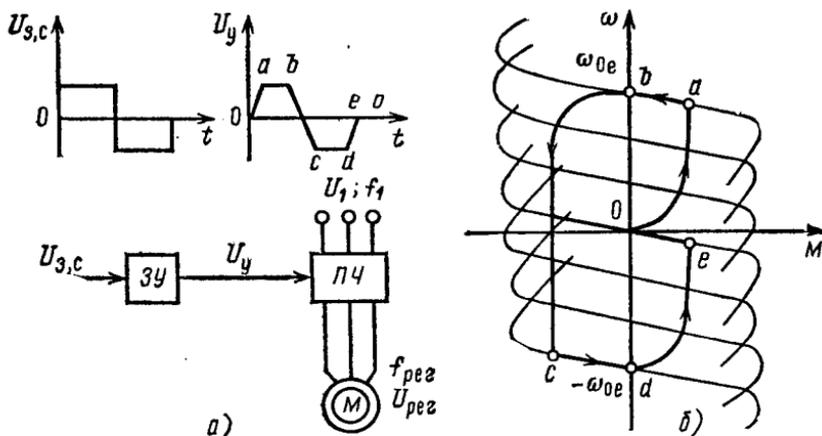


Рис. 4.58. Формирование переходных процессов в системе ПЧ—АД: а — схема электропривода; б — динамические характеристики

ления U_y на входе ПЧ, можно реализовать требуемые графики изменения скорости АД в переходном процессе. Существенно отметить, что одновременно с этим можно частично или полностью устранить переходные электромагнитные моменты, оказывающие вредное влияние на работу элементов электропривода.

Для примера на рис. 4.58, б показана фазовая траектория пуска, реверса и торможения холостую АД при линейном законе изменения скорости идеального холостого хода $\omega_0(t)$ (угловой скорости магнитного поля). Пуск АД соответствует участку *oab*, реверс — участку *bcd* и торможение — участку *deo* фазовой траектории. Отметим, что при торможении АД (за исключением участка *oe*) происходит рекуперативное торможение, т. е. происходит отдача энергии в сеть.

Для построения кривых переходного процесса $\omega(t)$ и $M(t)$ могут быть использованы формулы § 3.13, полученные для системы преобразователь — двигатель постоянного тока независимого возбуждения, так как работа АД происходит на линейных участках его механических характеристик.

а) Формирование переходных процессов в системе преобразователь напряжения — двигатель

Как уже отмечалось выше, переходные процессы в асинхронном электроприводе в общем случае сопровождаются значительными по амплитуде пиками переходного электромагнитного момента, что может привести к дополнительным динамическим усилиям в механической части электропривода и как следствие этого к усложнению работы ее элементов и даже их поломкам. В тех случаях, когда нежелательно или недопустимо воздействие ударного электромагнитного момента на кинематическую цепь электропривода, прибегают к формированию момента АД. Наиболее просто такое формирование достигается при использовании тиристорных пускорегулирующих устройств. Такие пускорегулирующие устройства обычно выполняют несколько функций по управлению АД: обеспечивают пуск, реверс, торможение, регулирование скорости, а в ряде случаев и формирование кривой электромагнитного момента АД. В таких устройствах предусматриваются дополнительные узлы для регулирования прикладываемого к АД в переходных процессах напряжения.

В общем случае формирование электромагнитного момента АД в переходных процессах может осуществляться за счет изменения скорости прикладываемого к АД напряжения или при определенной пофазной подаче напряжения на его статор. Названные способы находят применение в серийно выпускаемых тиристорных пускорегулирующих устройствах, в которых они реализуются за счет соответствующего изменения во времени угла управления тиристорами.

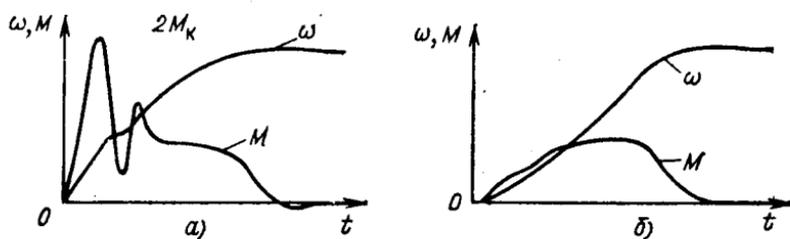


Рис. 4.59. Формирование электромагнитного момента АД при пуске

Эффект снижения пиков электромагнитного момента АД при таком управлении иллюстрируют графики рис. 4.59. На них показано изменение момента и скорости АД при пуске при скачкообразном (рис. 4.59, а) и экспоненциальном (рис. 4.59, б) характере изменения прикладываемого к АД напряжения. Если в первом случае максимум момента АД примерно в 2 раза превосходит критический момент АД, то во втором случае, соответствующем нарастанию напряжения по экспоненте с постоянной времени около 0,025 с, колебательный характер электромагнитного момента практически не проявляется. Скорость изменения прикладываемого к АД напряжения может изменяться также и по любому другому закону, например линейному.

Глава пятая

ЭЛЕКТРОПРИВОД С СИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

5.1. СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ, СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И РЕЖИМЫ РАБОТЫ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Синхронные трехфазные двигатели (СД) широко применяются в электроприводах самых разнообразных рабочих машин и механизмов, что объясняется их высокими технико-экономическими показателями:

1. Синхронные двигатели имеют высокий коэффициент мощности $\cos \varphi$, равный единице для электроприводов небольшой мощности и опережающий $\cos \varphi$ в установках большой мощности. Способность СД работать с опережающим $\cos \varphi$ и отдавать в сеть реактивную мощность позволяет улучшать режим работы и экономичность сети электроснабжения.

2. Высокий КПД современных СД, составляющий 96—98 %, что на 1—1,5 % выше КПД АД тех же габаритов и скорости.

3. Возможность регулирования перегрузочной способности СД за счет регулирования тока возбуждения и меньшая зависимость этого показателя от напряжения сети по сравнению с АД.

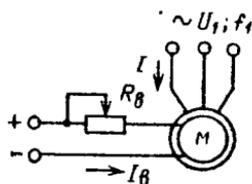
4. Синхронный двигатель обладает абсолютно жесткой механической характеристикой.

5. Важным преимуществом конструкции СД является большой воздушный зазор, вследствие чего его характеристики и свойства мало зависят от износа подшипников и неточности монтажа ротора.

6. Возможность их изготовления на очень большие мощности (до нескольких десятков мегаватт и более).

На рис. 5.1 приведена схема включения СД. На статоре СД, выполненном аналогично статору АД, располагает-

Рис. 5.1. Схема включения СД



ся трехфазная обмотка, подключенная к сети переменного тока. Ротор СД выполняется с двумя обмотками: обмоткой возбуждения постоянного тока и короткозамкнутой пусковой обмоткой в виде беличьей клетки. Пусковая обмотка обеспечивает механическую характеристику СД в виде одной из кривых, показанных на рис. 5.2, а. Характеристика 1 обеспечивает по сравнению с характеристикой 2

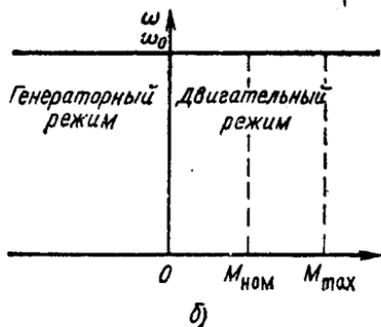
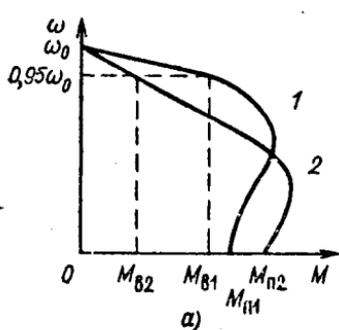


Рис. 5.2. Механические характеристики СД: а — пусковая; б — статическая

больший «входной» момент СД ($M_{в1} > M_{в2}$), но меньший пусковой момент ($M_{п1} < M_{п2}$). Выбор вида пусковой механической характеристики определяется конкретными условиями работы СД.

После вхождения СД в синхронизм его скорость при изменениях момента нагрузки на валу до некоторого максимального значения M_{max} остается постоянной и равной угловой скорости магнитного поля (синхронной скорости)

$$\omega_0 = 2\pi f_1 / p, \quad (5.1)$$

где p — число пар полюсов СД; f_1 — частота питающей сети.

Поэтому его механическая характеристика имеет вид горизонтальной прямой линии, показанной на рис. 5.2, б. Если момент нагрузки превысит значение M_{max} , то СД может выпасть из синхронизма.

Для определения максимального момента СД M_{max} , до которого сохраняется работа СД с сетью, служит угловая характеристика СД. Она отражает зависимость момента M от внутреннего угла СД θ , представляющего собой угол сдвига между ЭДС статора E и напряжением сети U_ϕ или, что то же самое, между осью магнитного поля СД и осью его полюсов.

Получим угловую характеристику для неявнополюсного СД при пренебрежении активным сопротивлением обмотки статора ($R_1 = 0$). Векторная диаграмма для этого случая показана на рис. 5.3, а, где обозначено: x_1 — индуктивное сопротивление фазы обмотки статора; I — ток статора СД.

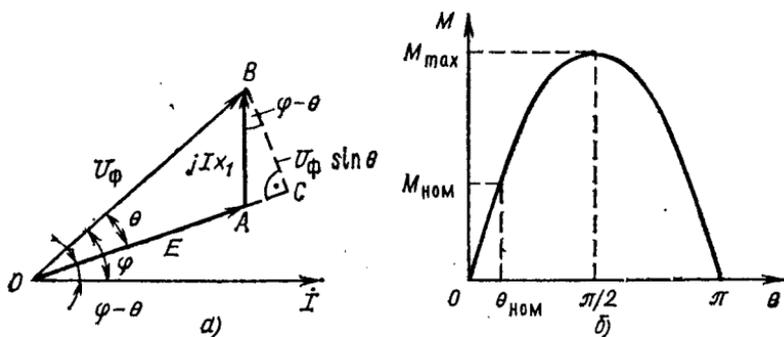


Рис. 5.3. Упрощенная векторная диаграмма (а) и угловая характеристика СД (б)

Подводимая к СД мощность может быть принята равной электромагнитной мощности

$$P_1 = P_{эм} = M\omega_0 = 3U_\phi I \cos \varphi, \quad (5.2)$$

где U_ϕ — фазное напряжение сети; φ — угол сдвига между напряжением сети и током СД. Отсюда

$$M = P_{эм}/\omega_0 = 3U_\phi I \cos \varphi/\omega_0. \quad (5.3)$$

Из векторной диаграммы рис. 5.3, а следует

$$U_\phi \cos \varphi = E \cos(\varphi - \theta). \quad (5.4)$$

Рассмотрение треугольника ABC позволяет определить, что

$$\cos(\varphi - \theta) = U_\phi \sin \theta / (Ix_1), \quad (5.5)$$

с учетом чего (5.4) запишется как

$$U_\phi \cos \varphi = EU_\phi \sin \theta / (Ix_1). \quad (5.6)$$

Подстановка (5.6) в (5.3) дает следующее выражение:

$$M = 3U_\phi E \sin \theta / (\omega_0 x_1) = M_{max} \sin \theta, \quad (5.7)$$

где $M_{max} = 3U_\phi E / (\omega_0 x_1)$ — максимальный момент СД.

Из выражения (5.7) видно, что момент СД представляет собой синусоидальную функцию внутреннего угла машины. Полученное выражение угловой характеристики (5.7) может быть с погрешностью примерно 10—20 % использовано и для явнополюсных СД.

Угловая характеристика СД показана на рис. 5.3, б. Максимального значения момент СД достигает при $\theta = \pi/2$. Эта величина характеризует собой перегрузочную способность СД. При больших значениях угла СД выпадает из синхронизма, а при меньших углах θ его работа устойчива.

Важной величиной является номинальный угол сдвига $\theta_{ном}$, его значение равно 25—30°, которому соответствует номинальный момент $M_{ном}$. При таком значении $\theta_{ном}$ $\lambda_m = M_{max}/M_{ном} = 2 \div 2,5$.

Синхронный двигатель может работать во всех основных энергетических режимах, а именно: двигательном и генераторном при параллельной и последовательной работе с сетью и независимо от сети. При этом режим генератора последовательно с сетью (торможение противовключением) используется редко из-за того, что перевод СД в этот режим сопровождается значительными бросками тока и требует применения сложных схем управления,

Для осуществления торможения СД чаще используется генераторный режим при работе независимо от сети переменного тока (режим динамического торможения). Для реализации этого режима обмотка статора СД отключается от сети и замыкается на дополнительный резистор $R_{1д}$, как показано на рис. 5.4, а, обмотка возбуждения продолжает питаться от источника постоянного тока.

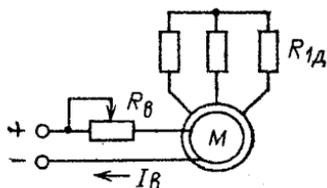


Рис. 5.4. Схема динамического торможения СД

Механические характеристики СД в этой схеме подобны характеристикам АД при динамическом торможении. При изменении $R_{1д}$ и тока возбуждения $I_{в}$ получаются различные искусственные характеристики СД.

5.2. СИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ КАК КОМПЕНСАТОР РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ

Работа системы электроснабжения характеризуется потреблением электроприемниками реактивной мощности. Это вызывает дополнительные потери энергии в элементах системы, снижение уровня напряжения и необходимость иметь повышенную пропускную способность подстанций и распределительных сетей, что снижает экономичность работы системы. В связи с этим для улучшения показателей работы системы электроснабжения необходимо производить компенсацию реактивной мощности, что может осуществляться несколькими способами.

Один из эффективных способов компенсации реактивной мощности связан с использованием СД, который за счет регулирования тока возбуждения может осуществлять генерацию реактивной мощности в электрическую сеть. В этом случае СД работает с опережающим $\cos \varphi$. Возможность работы СД в качестве компенсатора реактивной мощности иллюстрируют U-образные характеристики СД, приведенные на рис. 5.5. Эти характеристики показывают зависимости тока статора I_1 и его $\cos \varphi$ от тока возбуждения $I_{в}$ при $U = \text{const}$ и $P = \text{const}$.

Характеристики $I_1(I_{в})$ показывают, что при увеличении

от нуля тока возбуждения ток статора вначале уменьшается, что происходит за счет уменьшения его реактивной составляющей. При некотором токе возбуждения она становится равной нулю, а $\cos \varphi = 1$. При дальнейшем увеличении тока возбуждения вновь появляется и увеличивается реактивная составляющая тока статора, но уже с опережающей фазой. Синхронный двигатель начинает работать генератором реактивной энергии с отдачей ее в сеть.

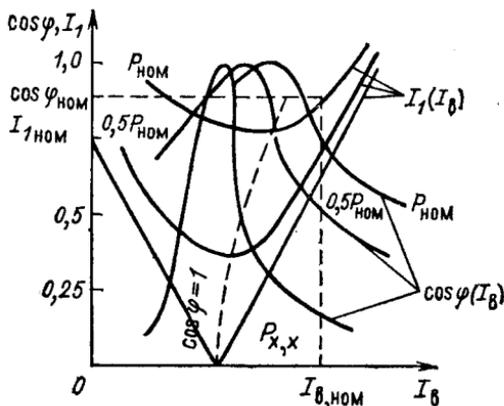


Рис. 5.5. U-образные характеристики СД

Характеристики рис. 5.5 позволяют выявить также зависимость компенсирующей способности СД от мощности P на его валу. Как видно из рис. 5.5, с ростом мощности P область генерации реактивной мощности (опережающего $\cos \varphi$) смещается в сторону больших токов возбуждения. Другими словами, при неизменном токе возбуждения с изменением мощности на валу отдаваемая в сеть реактивная мощность также меняется.

Из сказанного следует важный вывод: если СД работает с переменной нагрузкой на валу, то для полного использования его компенсирующих свойств требуется регулирование тока возбуждения.

Следует подчеркнуть, что при использовании СД в качестве источника реактивной мощности необходимо обеспечивать повышенные токи возбуждения и увеличивать габаритную (полную) мощность СД, что не является ограничивающим фактором для такого применения СД. Покажем это следующим несложным расчетом.

Запишем отношение полной (габаритной) мощности S к активной мощности P

$$S/P = \sqrt{P^2 + Q^2}/P = \sqrt{1 + (Q/P)^2}. \quad (5.8)$$

Пусть требуется, например, чтобы реактивная опережающая мощность составляла 40 % активной мощности, т. е. $Q/P=0,4$. Расчет по формуле (5.8) выявляет, что при этом отношение S/P составит 1,08, т. е. генерирование указанной реактивной мощности потребует увеличения габаритной мощности только на 8 %. Это показывает, что использование СД для компенсации реактивной мощности является выгодным.

Отдаваемая (или потребляемая при недовозбуждении) реактивная мощность СД определяется общей формулой

$$Q = 3U_{\phi} I_1 \sin \varphi. \quad (5.9)$$

Более удобные для практических расчетов выражения можно получить с помощью векторных диаграмм СД. Для явнополюсного СД может быть получено следующее выражение, вывод которого дан в [6]:

$$Q = 3U_{\phi} \left[\frac{E \cos \theta}{x_d} - U_{\phi} \left(\frac{\cos^2 \theta}{x_d} + \frac{\sin^2 \theta}{x_q} \right) \right], \quad (5.10)$$

где x_d и x_q — индуктивные сопротивления СД соответственно по продольной и поперечной осям.

Формулу для неявнополюсного СД можно получить из выражения (5.10), если положить в нем $x_d = x_q = x_1$,

$$Q = \frac{3U_{\phi}}{x_1} (E \cos \theta - U_{\phi}). \quad (5.11)$$

Полученные формулы подтверждают выводы, сделанные на основании анализа характеристик рис. 5.5, а именно: с увеличением тока возбуждения и тем самым ЭДС E растет генерируемая СД реактивная мощность, значение которой при этом зависит от нагрузки СД, определяющей угол θ .

При использовании СД для компенсации реактивной мощности сети энергоснабжения обычно требуется рассматривать в комплексе несколько вопросов. Одним из основных вопросов является технико-экономическое обоснование использования данного способа компенсации реактивной энергии. Как известно, кроме СД для этой цели могут использоваться также статические компенсирующие устройства (конденсаторы) и синхронные компенсаторы. Среди

приемлемых вариантов экономически целесообразным будет тот, который обеспечивает минимум приведенных годовых затрат,

$$Z = K_{н,э} K + C_э = \min,$$

где $K_{н,э}$ — нормативный коэффициент эффективности капитальных вложений K ; $C_э$ — эксплуатационные расходы.

Приведенные затраты, связанные с установкой средств компенсации реактивной мощности, ее генерированием и передачей, определяются [29] по формуле

$$Z = Z_0 + Z_{y1} Q + Z_{y2} Q^2, \quad (5.12)$$

где Q — реактивная мощность, генерируемая источником, Мвар; Z_0 — постоянная составляющая затрат, не зависящая от генерируемой реактивной мощности, руб.; Z_{y1} — удельные затраты на 1 Мвар реактивной мощности, руб./Мвар; Z_{y2} — удельные затраты на 1 Мвар² генерируемой мощности, руб./Мвар².

Формулы для нахождения Z_0 , Z_{y1} и Z_{y2} для разных видов компенсирующих устройств, а также пример технико-экономического расчета даны в [29]. Выбор мощности компенсирующего устройства Q также должен быть обоснован и может быть выполнен с помощью полученных в [29] выражений.

Если в результате выполненных технико-экономических расчетов выявлена целесообразность использования СД для компенсации определенной реактивной мощности Q , то далее необходимо установить наиболее экономическое ее распределение между отдельными СД. Это достигается отысканием оптимального варианта возбуждения СД, участвующих в компенсации. Под оптимальным вариантом возбуждения СД обычно понимают такое распределение реактивной мощности Q между отдельными СД, при котором суммарные потери активной мощности, зависящие от выработки и распределения реактивной мощности, минимальны. В [6] для этого случая получены расчетные формулы и рассмотрены примеры их использования.

На практике распределение реактивной мощности между СД часто производят пропорционально либо их полной номинальной мощности $S_{ном}$, либо пропорционально их активной мощности $P_{ном}$. Этот принцип, как показывают расчеты, дает потери активной мощности, близкие к минимальному значению.

Токи возбуждения отдельных СД, компенсирующих за-

данную для них реактивную мощность, могут быть определены по формулам [6] либо по кривым $Q(I_B)$, снятым опытным путем.

5.3. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ УПРАВЛЕНИЯ СД

Системы управления электроприводов с СД в общем случае должны обеспечивать пуск и синхронизацию СД с сетью, ресинхронизацию, регулирование скорости и торможение, регулирование тока возбуждения. С точки зрения задач управления, условий пуска и синхронизации электроприводы с СД обычно делятся [6, 16] на три класса: электроприводы с неизменной и медленно меняющейся нагрузкой, электроприводы с пульсирующей нагрузкой, электроприводы с резкопеременной нагрузкой.

Неизменная или медленно меняющаяся нагрузка характерна для электроприводов насосов и вентиляторов, газо- и воздуходувок, разрезных пил в деревообрабатывающей промышленности, компрессорных турбомашин. Мощность СД в этих электроприводах колеблется от нескольких десятков до нескольких тысяч киловатт. Синхронные двигатели СД в таких электроприводах должны иметь кратность пускового момента $M_{п}/M_{ном}=0,4\div 0,6$, входного момента $M_{вх}/M_{ном}=0,8\div 1,2$ и перегрузочную способность $M_{max}/M_{ном}=1,5\div 2$.

Пульсирующая нагрузка характерна для электроприводов станков-качалок в нефтедобыче, поршневых компрессоров в химической промышленности. Мощности этих электроприводов составляют от нескольких сотен до тысяч киловатт. Требования к СД этих электроприводов следующие: кратности пускового момента 0,4—1, входного момента 0,4—0,6 и перегрузочная способность 1,5—2,5. В электроприводах такого класса обычно осуществляется регулирование тока возбуждения СД.

Резкопеременная нагрузка электроприводов характерна для следующих рабочих машин и механизмов: дробилки, мельницы горнорудных предприятий, непрерывные прокатные станы, ножницы и пилы для металла, скиповые лебедки доменных печей. Мощности этих электроприводов колеблются от нескольких сотен до десятков тысяч киловатт. Требования к СД: кратность пускового момента 1,2—2, входного 1—1,5, перегрузочная способность 2,5—3,5. Для улучшения показателей работы сети электроснабжения и обеспечения устойчивости СД в электроприводах этого

класса осуществляется регулирование возбуждения СД.

Эффективным средством решения целого комплекса задач, связанных с обеспечением нормальной работы самого СД и улучшением показателей работы питающей сети, является автоматическое регулирование возбуждения (АРВ). Общие задачи АРВ сводятся к следующему [6, 16]:

1. АРВ должно обеспечивать устойчивую работу СД при заданных режимах нагрузки.

2. АРВ должно способствовать поддержанию нормального (оптимального) напряжения в узле нагрузки, к которому присоединены СД, при допустимом тепловом режиме СД.

3. АРВ должно способствовать обеспечению минимума потерь энергии в СД и системе электроснабжения.

4. АРВ должно обеспечивать повышение устойчивости СД и выдачи повышенной реактивной мощности при кратковременных (до 1 мин) снижениях напряжения за счет форсировки возбуждения.

Регулирование тока возбуждения для компенсации СД реактивной мощности в системе электроснабжения было уже рассмотрено в § 5.2.

В зависимости от условий работы электропривода с СД схемы АРВ могут выполнять одну или несколько из перечисленных функций.

Автоматическое регулирование возбуждения СД может осуществляться в статических и динамических режимах по различным законам. Для статических режимов АРВ может осуществляться по одному из следующих законов [6, 16]: постоянство $\cos \varphi$; постоянство вырабатываемой СД реактивной мощности; постоянство напряжения в узле нагрузки; постоянство $\cos \varphi$ узла нагрузки; минимум потерь энергии.

Подробно эти законы АРВ рассмотрены в [6, 16]; здесь же сделаем только их общий обзор.

Закон регулирования на постоянство $\cos \varphi$ СД целесообразен для приводов средней и большой мощности с плавно изменяющейся нагрузкой при небольших колебаниях напряжения в электрической сети. Обычно целесообразно поддерживать номинальный $\cos \varphi$ СД или, при отсутствии потребности в реактивной мощности, поддерживать $\cos \varphi = 1$, что обеспечивает минимум потерь в СД и питающей сети.

Для электроприводов средней и большой мощности с резкопеременной нагрузкой на валу целесообразен закон АРВ на постоянство отдаваемой реактивной мощности.

Этот закон обеспечивает минимальные колебания напряжения на шинах подстанции, а также максимум выработки СД реактивной мощности, ограничиваемой тепловым режимом.

При значительных колебаниях напряжения в узлах нагрузки применяется закон АРВ на поддержание напряжения. Этот закон целесообразно реализовать в мощных электроприводах с плавно изменяющейся нагрузкой и имеющих резерв мощности. При этом законе должно предусматриваться ограничение тока возбуждения снизу (по условию статической устойчивости СД) и сверху (по условиям нагрева СД).

Закон АРВ на поддержание $\cos \phi$ в узле нагрузки может обеспечить стабилизацию значения нормативного $\cos \phi$ на шинах подстанции, когда другие электроприемники подстанции работают с переменной нагрузкой, а колебания напряжения не превосходят допустимые пределы. Этот закон также целесообразно реализовывать на базе мощных СД, работающих с плавно изменяющейся нагрузкой и имеющих резерв мощности.

В современных электроприводах с СД АРВ может осуществляться и по более сложным законам.

Задачи АРВ в динамических режимах работы электропривода заключаются в повышении динамической устойчивости СД при изменениях нагрузки на его валу и демпфировании качаний ротора. Основное требование, предъявляемое к АРВ в динамических режимах, заключается в высоком быстродействии систем АРВ. Оно достигается за счет повышения кратности форсировки тока возбуждения, использования малоинерционных элементов в системе АРВ (например, тиристорных возбудителей) или введения в закон АРВ форсирующих сигналов по производным координат.

Рассмотрим пример выполнения схемы синхронного электропривода с АРВ, разработанной во ВНИИэлектроприводе [6]. Система АРВ построена по принципу подчиненного регулирования координат и предусматривает регулирование трех переменных: тока возбуждения, напряжения и реактивного тока статора. Функциональная схема представлена на рис. 5.6.

Первый и второй контуры обеспечивают регулирование тока возбуждения с помощью регулятора тока возбуждения *РТВ*. Сигнал на входе *РТВ* суммируется из сигналов задания минимального тока $I_{\text{вmin}}$, обратной связи (датчик

тока возбуждения $ДТВ$) и задания тока возбуждения, поступающего с регулятора задания тока возбуждения $РЗТВ$. Выходной сигнал $РТВ$ с помощью СИФУ воздействует на тиристорный возбудитель $ТВ$, изменяя соответствующим образом ток возбуждения I_B .

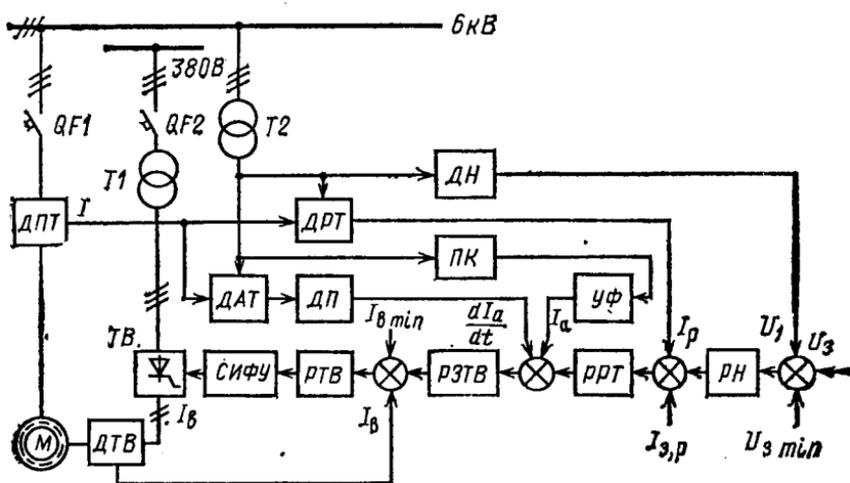


Рис. 5.6. Схема синхронного электропривода с автоматическим регулированием тока возбуждения

На входе $РЗТВ$ (второй контур регулирования) суммируются сигналы, пропорциональные квадрату активной составляющей тока статора I_a (канал: датчик активного тока $ДАТ$ — квадратичный преобразователь $ПК$ — форсирующий усилитель $УФ$), производной активного тока (канал: $ДАТ$ — дифференцированный преобразователь $ДП$), а также сигнал с регулятора реактивного тока $РРТ$.

Регулятор реактивного тока входит в третий контур — контур регулирования реактивного тока I_p . На его входе суммируются сигналы обратной связи (датчик реактивного тока $ДРТ$) и два сигнала задания — от регулятора напряжения $РН$ и сигнала $I_{3,p}$, который соответствует оптимальному значению отдаваемой мощности.

На входе $РН$ (четвертый контур регулирования) суммируются сигналы обратной связи по напряжению U_1 (датчик напряжения $ДН$) и два задающих — номинального U_3 и минимального U_{3min} напряжений. К $РН$ подключен спе-

циальный узел, который при снижении напряжения в сети до 0,8—0,85 оптимального резко увеличивает коэффициент усиления PH , в результате чего обеспечивается форсировка возбуждения.

Блоки управления схемы рис. 5.6 выполнены на элементах УБСР.

5.4. СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СД

а) Пуск и синхронизация СД

По условиям, которые могут иметь место при работе синхронного привода, различают легкий и тяжелый пуск СД. Легкий пуск СД осуществляется при малых моментах нагрузки и моментах инерции и является наиболее благоприятным в отношении синхронизации СД с сетью. Тяжелый пуск имеет место при относительно больших моментах нагрузки и инерции. В этом случае для синхронизации СД требуется значительный входной момент СД и его синхронизация с сетью усложняется.

При пуске СД используются два основных способа его возбуждения. При относительно небольших моментах нагрузки ($M_c < 0,4 M_{ном}$) обмотка возбуждения СД в течение всего времени пуска постоянно (глухо) подключена к источнику возбуждения — возбудителю, который в процессе пуска самовозбуждается и обеспечивает втягивание СД в синхронизм в конце пуска.

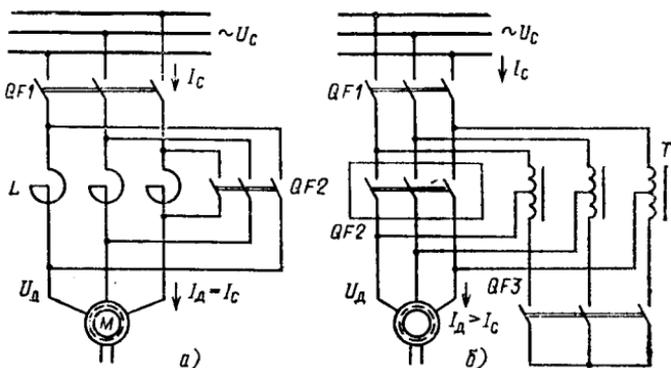
При пуске СД с относительно большими моментами нагрузки ($M_c > 0,4 M_{ном}$) обмотка возбуждения СД вначале замыкается через активный резистор (в качестве которого может использоваться разрядный резистор обмотки возбуждения), а при достижении СД подсинхронной скорости обмотка возбуждения подключается к возбудителю.

Кроме различных способов подключения обмотки возбуждения пуск СД может осуществляться при полном или пониженном напряжении сети. В большинстве случаев СД мощностью до нескольких сотен киловатт, а иногда и более пускаются прямым подключением к сети. Кратность пускового тока $I_{п}/I_{ном}$ при прямом пуске 4—5.

При пуске СД большей мощности (несколько тысяч киловатт) возникает необходимость ограничения пусковых токов, что достигается чаще всего использованием реакторов или автотрансформаторов.

Схема статорной цепи при реакторном пуске СД приве-

дена на рис. 5.7, а. Порядок включения СД следующий. Вначале включается выключатель $QF1$ при отключенном выключателе $QF2$ и происходит пуск СД с реактором L в цепи статора. При достижении СД подсинхронной скорости включается выключатель $QF2$ и шунтирует реактор L , в результате чего СД оказывается подключенным на полное напряжение сети. Автоматизация пуска осуществляется обычно в функции времени. В некоторых случаях вместо реактора L применяются активные резисторы.

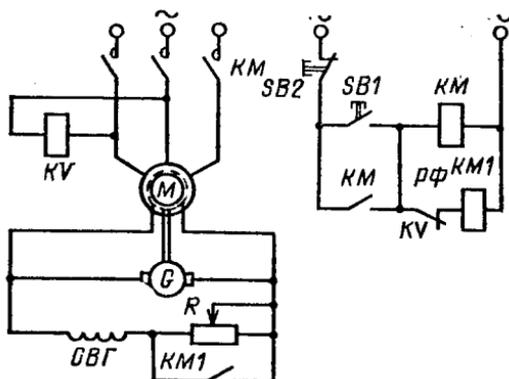


Р и с. 5.7. Ограничение тока СД при пуске:
а — с помощью реактора; б — с помощью автотрансформатора

Схема включения СД при использовании автотрансформатора T показана на рис. 5.7, б. При пуске вначале замыкаются выключатели $QF3$ и $QF1$ и СД оказывается включенным на пониженное напряжение. При достижении им подсинхронной скорости отключается выключатель $QF3$, включается $QF2$ и СД подключается непосредственно на выводы питающей сети.

Сопоставление двух схем рис. 5.7 ограничения пусковых токов питающей сети показывает, что при автотрансформаторном пуске этот ток снижается пропорционально квадрату отношения напряжений СД и сети $(U_d/U_c)^2$, а при реакторном — первой степени этого отношения. Тем самым автотрансформаторный способ пуска позволяет в большей степени снизить ток, потребляемый СД из сети при пуске. Вместе с тем схема рис. 5.7, б оказывается более сложной, дорогой и менее надежной по сравнению со схемой рис. 5.7, а, поэтому она на практике применяется реже.

На рис. 5.8 показан узел схемы управления, обеспечивающей прямой пуск СД низкого напряжения с глухозаключенным возбудителем. Включение СД осуществляется нажатием кнопки *SB1*, после чего включается линейный контактор *KM*, и СД начинает разгоняться.



Р и с. 5.8. Упрощенная схема прямого пуска СД

Сопротивление резистора *R* в обмотке возбуждения *ОВГ* возбудителя выбирается таким образом, что его самовозбуждение происходит при подсинхронной скорости, что позволяет снизить броски тока в статоре при синхронизации СД с сетью.

В схеме рис. 5.8 предусмотрено форсирование возбуждения СД при снижении напряжения сети. Для этого в схему введены реле минимального напряжения *KV* и контактор форсировки *KM1*, контакты которого включены параллельно резистору *R*. При снижении напряжения сети ниже установленного уровня реле *KV* отключается и замыкает свой контакт в цепи контактора *KM1*. Последний, сработав, шунтирует резистор *R*, за счет чего происходит увеличение тока возбуждения СД. При восстановлении напряжения реле *KV* вновь срабатывает и отключает *KM1*.

б) Схема управления низковольтным СД

На рис. 5.9 приведена схема автоматического пуска и останова СД, соответствующая серийно выпускаемой станции управления типа ПН 740У. Такие схемы используются для СД мощностью от 50 до 400 кВт, имеющих номинальные напряжения статора 220, 380 или 500 В.

В состав схемы входит следующая аппаратура: контакторы ускорения $KM1$, линейный $KM2$, возбуждения $KM3$, форсировки $KM4$; реле пусковое токовое KS , включенное на выход трансформатора тока TA , форсировки KU , вре-

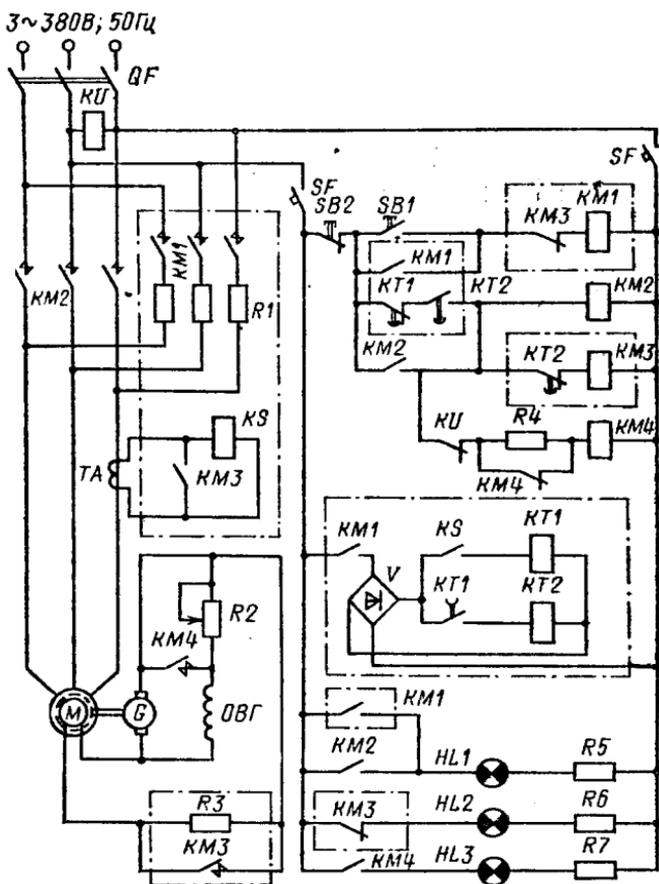


Рис. 5.9. Схема автоматического пуска СД с помощью станции управления ПН 7401

мени $KT1$, $KT2$; резисторы пусковой $R1$, возбуждения $R2$ и разрядный $R3$, кнопки пуска $SB1$ и останова $SB2$; автоматические выключатели SF и QF ; выпрямитель V ; лампы сигнальные $HL1$, $HL2$, $HL3$; резисторы вспомогательные $R4$ — $R7$.

Пуск СД осуществляется нажатием кнопки *SB1*, после чего включается контактор *KM1* и СД подключается к сети через пусковой резистор *R1*. Вследствие броска пускового тока сработает реле *KS*, которое, в свою очередь, вызовет включение реле времени *KT1* и *KT2*, подготавливающих к включению цепь линейного контактора *KM2*. Происходит разбег СД с введенным в цепь его обмотки возбуждения резистором *R3* (контактор *KM3* отключен контактами контактора *KM2* и реле *KT2*).

При снижении тока в статоре СД ниже уставки реле *KS* происходит его отпускание и реле времени *KT1* теряет питание. В результате этого через некоторый интервал времени, соответствующий выдержке времени этого реле, включится контактор *KM2*, обеспечивая прямое подключение СД к питающей сети.

Реле времени *KT2*, потеряв питание через некоторое время после отключения *KT1*, с выдержкой времени осуществит включение контактора возбуждения *KM3*. Контакт *KM3* зашунтирует резистор *R3* в цепи обмотки возбуждения СД, что приведет к его возбуждению и втягиванию в синхронизм. Одновременно включение *KM3* приведет к отключению контактора *KM1* и реле *KS*.

Форсирование возбуждения СД, выполненное с помощью аппаратов *KU*, *KM4* и резистора *R2*, осуществляется по полной аналогии со схемой рис. 5.8.

В схеме рис. 5.9 предусмотрены следующие защиты: максимальная, тепловая и от работы в асинхронном режиме, осуществляемые с помощью автоматического выключателя *QF*; нулевая, реализуемая линейным контактором *KM2*; максимальная в цепях управления, обеспечиваемая выключателем *SF*.

Если сеть и СД допускают прямой пуск, то узлы схемы с контактором *KM1* и резистором *R1* исключаются. При небольших моментах нагрузки двигателя ($M_c < 0,4 M_{ном}$) может быть реализован пуск с глухоподключенным возбудителем, для чего из схемы рис. 5.9 исключаются узлы, обведенные штрихпунктирной линией, и выполняются дополнительные соединения, показанные штриховой линией.

Лампы *HL1*, *HL2*, *HL3* осуществляют сигнализацию о положении контакторов *KM1—KM4*.

в) Схема управления СД с тиристорным возбуждением

Рассмотренные схемы предусматривали возбуждение СД от электромашинного возбудителя, установленного с

ним на одном валу. Такой способ возбуждения характеризуется определенными недостатками, к числу которых относятся инерционность процесса регулирования тока возбуждения СД (постоянная времени возбудителей достигает нескольких десятых долей секунды), усложнение механической части привода и ее повышенные габариты и масса.

При необходимости быстрого регулирования тока возбуждения, что требуется, например, при ударном приложении нагрузки или значительном падении напряжения сети, в современных синхронных приводах применяются тиристорные возбудители (ТВ). Они позволяют резко повысить быстродействие систем регулирования возбуждения (постоянная времени ТВ составляет 0,005—0,01 с), упростить процесс автоматизации регулирования возбуждения СД. Тиристорные возбудители, кроме того, бесшумны в работе, не требуют установки специального фундамента и более просты в эксплуатации.

Недостатком ТВ является более низкий коэффициент мощности, чем у электромашинных возбудителей. Однако этот фактор не является существенным, так как мощность ТВ составляет обычно несколько процентов мощности СД, а сам СД может обеспечить повышение $\cos \varphi$ до необходимого уровня.

На рис. 5.10 приведена упрощенная схема синхронного высоковольтного электропривода с ТВ, выполненным по трехфазной нулевой схеме выпрямления. В состав схемы входят: трансформаторы $T2$ питания ТВ, $T1$ питания блока управления ТВ, TA питания катушки токового реле KA ; реле времени $KT1$ и $KT2$, промежуточное KV , инверторного режима $KV1$; контактор K , предназначенный для включения СД вентилятора охлаждения ТВ (на схеме не показан); выпрямитель V ; разрядный резистор R_p . Коммутация силовой части схемы рис. 5.10 осуществляется масляным выключателем QF и разъединителями $QS1$ и $QS2$, а схемы управления — автоматическим выключателем $QF1$. На схеме не показаны цепи сигнализации, а блок управления тиристорным возбудителем $БУТВ$ представлен упрощенно.

Перед пуском СД включаются разъединители $QS1$, $QS2$, выключатель $QF1$ и трансформатор $T2$. Пуск СД осуществляется включением выключателя QF , в результате чего статор СД подключается к сети, а ТВ вследствие срабатывания контактора K , включающего двигатель вентилятора, начинает охлаждаться.

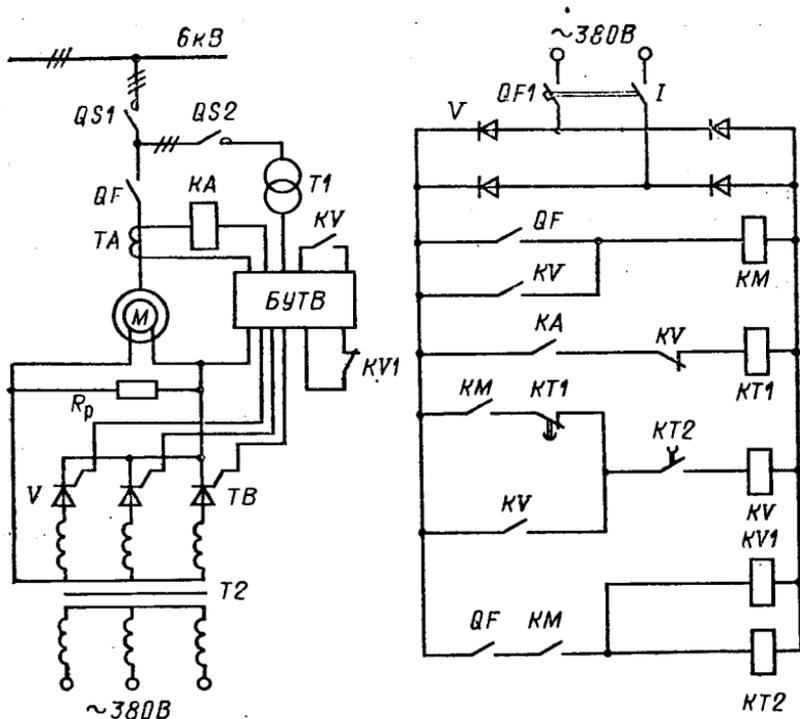


Рис. 5.10. Схема управления СД с гирсторным возбудителем

Включение аппаратов QF и KM приведет к срабатыванию реле $KT2$ и $KV1$, а бросок пускового тока вызовет включение реле KA и реле времени $KT1$. По мере разгона СД происходит снижение тока в статоре, и при некотором его значении отключается реле, которое своим контактом разрывает цепь питания $KT1$. Последнее, отсчитав свою выдержку времени, замыкает свой контакт в цепи питания реле KV и вызывает его включение. В результате срабатывания этого реле $БУТВ$ начинает подавать управляющие импульсы на тиристоры $ТВ$, те откроются, в обмотку возбуждения двигателя подается ток и он втягивается в синхронизм. Реле KV , включившись, обеспечивает также питание своей катушки и катушки контактора KM .

При отключении выключателя QF теряют питание реле $KT2$ и $KV1$. Реле $KV1$ воздействует своим контактом на $БУТВ$, который переводит $ТВ$ в режим инвертора, обеспе-

чивая тем самым гашение магнитного поля двигателя. После гашения магнитного поля, время которого соответствует выдержке времени KT_2 , последнее размыкает свой контакт в цепи реле KV . Отключение реле KV приведет к закрытию тиристоров TB и отключению двигателя вентилятора, в результате чего схема вернется в исходное положение.

Отметим, что в данной схеме $БУТВ$ позволяет обеспечивать автоматическое регулирование тока возбуждения СД.

г) Регулирование скорости СД

Как уже отмечалось, СД применяется главным образом в электроприводе рабочих машин и механизмов, не требующих регулирования координат своего движения. Вместе с тем серийный выпуск статических ПЧ создал предпосылки для использования частотного способа регулирования скорости СД.

По своим принципам построения и структуре частотно-управляемый синхронный электропривод мало отличается от асинхронного. В то же время он имеет ряд специфических свойств, а именно: постоянство скорости независимо от момента нагрузки во всем диапазоне регулирования скорости; высокая точность синхронного движения нескольких исполнительских органов; менее резкое (по сравнению с АД) снижение перегрузочной способности привода при уменьшении напряжения сети; большие значения моментов при малых скоростях, получаемые за счет соответствующего регулирования напряжения и тока возбуждения. Свое развитие синхронный регулируемый электропривод нашел в реализации схем так называемого вентильного двигателя, который рассматривается в § 6.3.

5.5. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИНХРОННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

Переходные процессы в синхронном электроприводе отличаются сложностью и большим многообразием, что определяется наличием нескольких магнитосвязанных обмоток, несимметрией магнитной системы, регулированием во многих режимах тока возбуждения,

В общем случае переходные процессы в синхронном электроприводе являются электромеханическими и описываются следующей системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} u_{1A} &= i_{1A} R_1 + d\Psi_{1A}/dt; \\ u_{1B} &= i_{1B} R_1 + d\Psi_{1B}/dt; \\ u_{1C} &= i_{1C} R_1 + d\Psi_{1C}/dt; \end{aligned} \right\} \quad (5.13)$$

$$u_B = i_B R_B + d\Psi_B/dt; \quad (5.14)$$

$$M = \partial W_{\text{эм}} / \partial \theta; \quad (5.15)$$

$$W_{\text{эм}} = \sum_i \Psi_i i_i / 2; \quad (5.16)$$

$$M + M_{\text{ас}} - M_{\text{с}} = J d\omega/dt, \quad (5.17)$$

где u_{1A} , u_{1B} , u_{1C} , i_{1A} , i_{1B} , i_{1C} , R_1 — напряжения, токи и сопротивление фазных обмоток; Ψ_{1A} , Ψ_{1B} , Ψ_{1C} — потокосцепления этих обмоток, определяемые индуктивностью и взаимной индуктивностью обмоток и токами, по ним протекающими.

Система уравнений (5.13) описывает электромагнитные процессы в цепях статора.

Уравнение (5.14) описывает переходный процесс в обмотке возбуждения СД. Если на роторе имеются другие обмотки, например успокоительные, то добавляются уравнения этих обмоток. Уравнение (5.15) дает общее выражение для электромагнитного момента СД, который в соответствии с теорией электрических машин определяется частной производной по геометрическому углу $\theta_r = \theta/\rho$ от общего запаса электромагнитной энергии $W_{\text{эм}}$. Электромагнитная энергия определяется полусуммой произведений потокосцеплений обмоток на их токи и находится с помощью (5.16). Для неявнополюсного СД выражение (5.15) в конечном виде для установившегося режима имеет вид (5.7). Уравнение (5.17) описывает механическое движение ротора СД. В него помимо электромагнитного (синхронизирующего) момента СД входят асинхронный момент $M_{\text{ас}}$, создаваемый пусковой обмоткой, и момент нагрузки $M_{\text{с}}$.

Система уравнений (5.13) — (5.17) позволяет анализировать все возможные виды переходных процессов, возникающих в синхронном электроприводе: пуск СД и его синхронизацию, изменение нагрузки на его валу и регулирование тока возбуждения. Обычно для упрощения анализа переходных режимов уравнения (5.13) — (5.17) преобразуются к более простым, записанным относительно новых переменных и не содержащим при них периодических коэффициентов. Наиболее распространена форма записи этих преобразованных выражений в виде уравнений Парка-Горева. Несмотря на упрощение получаемых в результате подобных преобразований уравнений, для их решения необходимо использование аналоговых или цифровых ЭВМ.

Аналитическими методами могут быть проанализированы лишь простейшие переходные процессы при принятии ряда допущений. В качестве примера рассмотрим переходный процесс в синхронном приводе, связанный с небольшими изменениями скорости и внутреннего неявнополюсного СД без учета электромагнитных переходных процессов.

Переходный процесс в этом случае относится к классу механических и описывается уравнением (5.17). При малых изменениях скорости и угла входящие в него моменты синхронизирующей M и асинхронный M_{ac} могут быть представлены в следующем упрощенном виде:

$$M = M_{max} \sin \theta \approx M_{max} \theta; \quad (5.18)$$

$$M_{ac} \approx \beta_{ac} \frac{d\theta}{dt}, \quad (5.19)$$

где β — жесткость механической характеристики СД, обусловленной пусковой обмоткой.

В результате уравнение (5.17) ротора СД при малых изменениях координат его движения принимает вид

$$\frac{d^2\theta}{dt^2} + \beta \frac{d\theta}{dt} + M_{max} \theta = M_c. \quad (5.20)$$

Характеристическое уравнение, соответствующее (5.20), и его корни запишутся в виде

$$p^2 \theta + \frac{p\theta}{T_{M,ac}} + \Omega_{св}^2 \theta = 0; \quad (5.21)$$

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_{M,ac}} \pm \sqrt{\frac{1}{4T_{M,ac}^2} - \Omega_{св}^2}, \quad (5.22)$$

где $\Omega_{св} = \sqrt{M_{max}/J}$ — частота свободных колебаний СД; $T_{M,ac} = J/\beta$ — механическая постоянная времени СД, определяемая асинхронной пусковой обмоткой.

Из (5.22) следует, что при $(1/2) \Omega_{св} > T_{M,ac}$ корни характеристического уравнения вещественные и отрицательные и переходный процесс имеет аperiodический характер. При обратном соотношении этих параметров, т.е. при $(1/2) \Omega_{св} < T_{M,ac}$ характеристическое уравнение (5.21) имеет комплексные корни, в соответствии с чем переходные процессы имеют колебательный характер.

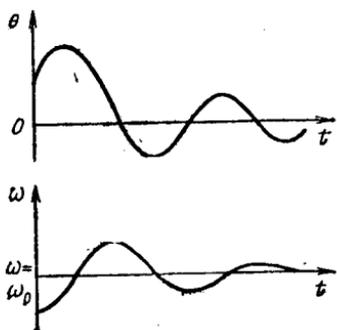


Рис. 5.11. Графики переходного процесса вхождения в синхронизм СД

Частота этих затухающих колебаний Ω определяется выражением

$$\Omega = \Omega_{св} \sqrt{1 - (1/4) T_{м,ас}^2 \Omega_{св}^2}, \quad (5.23)$$

а степень успокоения колебаний характеризуется величиной $\alpha = 1/T_{м,ас}$. Чем меньше $T_{м,ас}$, т. е. чем больше жесткость β пусковой характеристики, тем быстрее затухают колебания. При $\beta=0$ затухание отсутствует и СД совершает свободные колебания с частотой $\Omega_{св}$.

Общее решение уравнения (5.20) имеет вид

$$\theta = \theta_m e^{-\alpha t} \sin(\Omega t + \psi), \quad (5.24)$$

где постоянная θ_m и сдвиг фазы ψ определяется в зависимости от начальных условий для конкретного переходного процесса.

На рис. 5.11 в качестве примера показаны графики переходного процесса при вхождении СД в синхронизм, которые могут быть получены с помощью (5.24).

Глава шестая

ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ СО СПЕЦИАЛЬНЫМИ СВОЙСТВАМИ И ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

6.1. ПРИМЕНЕНИЕ В ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ ДВИГАТЕЛЕЙ С РАСШИРЕННЫМИ РЕГУЛИРОВОЧНЫМИ СВОЙСТВАМИ

В этой главе рассматриваются электроприводы, которые условно объединены в группу электроприводов специального назначения. К ним отнесены электроприводы с перспективными видами двигателей, использование которых позволяет получить новые свойства и характеристики электропривода. Они рассмотрены в § 6.1—6.5. В этой же главе рассмотрены электроприводы следящие с программным и адаптивным управлением (§ 6.7, 6.9). Отметим, что рассмотренные типы электроприводов далеко не исчерпывают всех видов электроприводов со специальными свойствами и характеристиками.

Как уже отмечалось выше, характер движения исполнительных органов рабочих машин отличается большим многообразием. Часть исполнительных органов — крыльчатки насосов, шпиндели шлифовальных станков, барабаны центрифуг и т. д. — совершают вращательное движение с большой скоростью. Другая часть исполнительных органов должна совершать вращательное движение с небольшой скоростью, например ведущие звездочки подвешных дорог, эскалаторов, барабаны подъемных лебедок и т. д. Многие исполнительные органы совершают поступательное движение — ленты транспортеров и кон-

рейсов, кабины подъемников, стол строгального станка. Некоторые исполнительные органы при выполнении ими технологических операций должны совершать дискретное или возвратно-поступательное движение.

До относительно недавнего времени основным типом электродвигателя оставался двигатель вращательного движения. Для получения требуемого характера движения исполнительных органов в этих случаях использовались различного вида механические передачи, которые преобразовывали вращательное движение вала двигателя в требуемое движение исполнительного органа. Часто такие механические передачи оказываются громоздкими, дорогостоящими, ненадежными в эксплуатации, что снижает технико-экономические показатели работы электропривода и рабочей машины в целом.

Прогрессивным явлением в развитии электромашиностроения и электропривода стали разработка и практическое применение электродвигателей других видов движения — поступательного и возвратно-поступательного, дискретного (шагового), вращательного с малой скоростью. Применение таких двигателей позволяет упростить, а в ряде случаев исключить механическую передачу, улучшить компоновку кинематической цепи рабочей машины и снизить в ней потери мощности. Другими словами, применение двигателей с характером движения, соответствующим требуемому движению исполнительных органов, позволяет существенно повысить технико-экономические показатели рабочих машин и их электроприводов. К таким двигателям в первую очередь следует причислить линейные и шаговые.

Часто от исполнительных органов рабочих машин требуется быстрое изменение скорости и направления их движения или, другими словами, их высокое быстродействие. Для обеспечения характера движения электродвигатели должны иметь минимально возможные собственные электромагнитную и механическую инерционности и развивать значительные вращающие моменты. К двигателям с этими свойствами относятся двигатели с гладким якорем и малоинерционными якорями (роторами) — полыми цилиндрическими, дисковыми или удлиненными малого диаметра.

Как уже было показано, высокими и относительно легко реализуемыми регулировочными свойствами обладает ДПТ независимого возбуждения. Однако у этого ДПТ есть существенный недостаток — наличие коллектора, что, с одной стороны, усложняет его эксплуатацию, а с другой — повышает массу, габариты и стоимость электрической машины и расход дефицитной меди. Стремление сочетать высокие регулировочные свойства ДПТ независимого возбуждения с дешевизной и простотой двигателей переменного тока привело к созданию и широкому внедрению так называемого вентильного двигателя.

В настоящей главе кратко рассматриваются свойства и характерные особенности электроприводов с двигателями, обладающими теми или иными специфическими свойствами.

6.2. ЭЛЕКТРОПРИВОД С ЛИНЕЙНЫМИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯМИ

Исполнительные органы подъемно-транспортных машин, механизмов подачи металлообрабатывающих станков, кузнечных прессов, молотов совершают поступательное движение. При использовании для их привода двигателей вращательного движения требуется механическая передача (кривошипно-шатунный механизм, передача винт-гайка и т.д.), преобразующая вращательное движение вала двигателя в поступательное движение исполнительного органа.

Применение линейных двигателей, движущаяся часть которых совершает поступательное линейное движение, позволяет упростить или полностью исключить механическую передачу и за счет этого повысить экономичность и надежность рабочей машины или механизма в целом [21, 25]. Кроме того, появление линейных двигателей позволило решить ряд важных технических проблем, например создание вы-

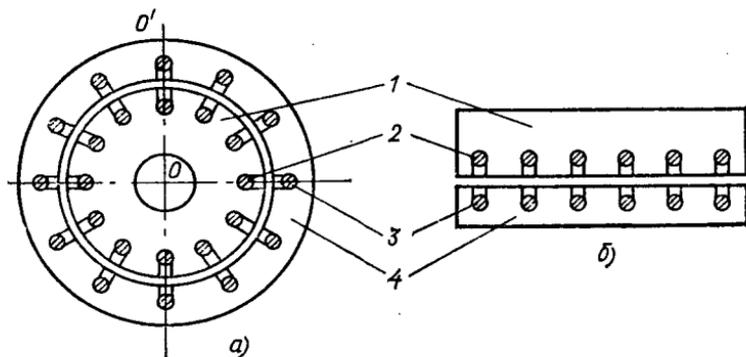


Рис. 6.1. Конструктивная схема АД:
а — обычного; б — линейного

сокоскоростного электрического транспорта и установок для перекачки жидких металлов.

Линейные двигатели могут быть асинхронными, синхронными и постоянного тока, повторяя по принципу действия соответствующие двигатели вращательного движения.

Большее распространение получили линейные асинхронные двигатели (ЛАД), представление об устройстве которых можно получить, если мысленно разрезать статор 4 и ротор 1 с обмотками 3 и 2 обыч-

ного АД (рис. 6.1, а) вдоль оси по образующей OO' и развернуть их в плоскость. Образовавшаяся плоская конструкция (рис. 6.1, б) представляет собой ЛАД, движущуюся часть которого называют вторичным элементом. Если обмотки статора ЛАД подключить к сети переменного тока, образуется магнитное поле, ось которого будет перемещаться вдоль воздушного зазора со скоростью, пропорциональной частоте питающего напряжения f_1 и длине полюсного деления τ ,

$$V = 2\tau f_1. \quad (6.1)$$

Магнитное поле, перемещающееся вдоль зазора, пересекает проводники обмотки 2 вторичного элемента 1 и индуцирует в них ЭДС, под действием которой по обмотке начнут проходить токи. Взаимодействие этих токов с магнитным полем приведет к появлению силы, действующей на вторичный элемент по правилу Ленца в направлении перемещения магнитного поля. Вторичный элемент под действием этой силы начнет двигаться с некоторым отставанием (скольжением) от магнитного поля, как и в обычном АД.

Показанная на рис. 6.1, б конструкция представляет собой ЛАД с односторонним статором и вторичным элементом одного с ним размера. В зависимости от назначения ЛАД его вторичный элемент может быть длиннее статора или короче его. В первом случае ЛАД получили название двигателей с коротким статором, а во втором случае — с коротким вторичным элементом.

Вторичный элемент ЛАД не всегда снабжается обмоткой. Часто (и в этом одно из больших достоинств ЛАД) в качестве вторичного элемента используется лисг, полоса или рельс, выполненные из стали, меди или алюминия. Такой вторичный элемент может устанавливаться между двумя статорами (ЛАД с двусторонним статором) или между статором и ферромагнитным сердечником (ЛАД с односторонним статором и сердечником). Линейный двигатель со вторичным элементом в виде полосы аналогичен обычному АД с массивным ферромагнитным ротором.

Обмотки статора ЛАД имеют те же самые соединения, что и обычные АД, и подключаются к сети трехфазного переменного тока.

Линейные двигатели могут работать и в обратном режиме движения, когда вторичный элемент неподвижен, а передвигается статор. Такой линейный двигатель (называемый двигателем с подвижным статором) обычно применяется на электрическом транспорте. Рассмотрим некоторые примеры использования ЛАД.

Линейный двигатель, установленный на рельсовом транспортном средстве, показан на рис. 6.2, а. Двигатель с двусторонним статором 1 крепится на тележке 3 подвижного состава. Вторичным элементом является укрепленная между рельсами металлическая полоса 2. Напряжение на статор двигателя подается с помощью скользящих кон-

тактов (троллеев). Линейные двигатели, где вторичным элементом служит рельс или другой элемент несущей конструкции, используются для монорельсовых дорог и механизмов передвижения кранов.

На рис. 6.2, б показан ЛАД, предназначенный для механизмов транспортировки грузов. Конвейер, служащий для перемещения из бункера 4 сыпучего материала 5, состоит из металлической ленты, 6 и

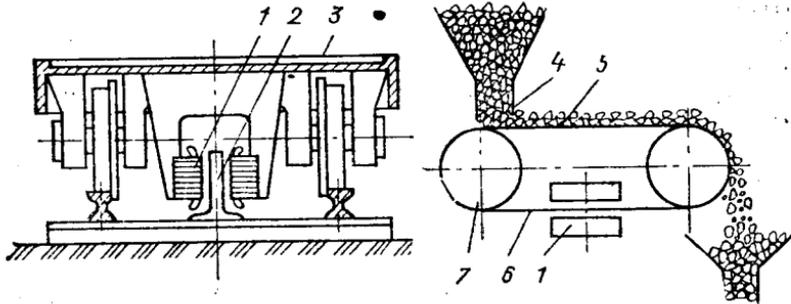


Рис. 6.2. Использование ЛАД:

а — на транспорте; б — для привода конвейера

Сарабанов 7. Металлическая лента конвейера проходит внутри статоров 1 ЛАД, являясь его вторичным элементом. При использовании ЛАД в этом случае устраняется проскальзывание ленты и появляется возможность увеличить скорость ее движения.

Линейные двигатели применяются также в электроприводах сваязавивных молотов, прессов, ткацких станков, вязальных машин, слитковозов, толкателей и многих других рабочих машин. В настоящее время ЛАД разработаны на мощности от нескольких ватт до нескольких сотен киловатт и скорости движения до 100—150 км/ч.

Линейные двигатели постоянного тока (ЛДПТ) обычно применяются для обеспечения небольших перемещений, когда требуются значительные перестановочные усилия и высокая точность движения. Линейные двигатели постоянного тока, как и двигатели вращательного движения, позволяют при необходимости простыми средствами регулировать скорость перемещения исполнительных органов. Чаще всего ЛДПТ применяются в приводах подачи различных станков.

Линейные синхронные двигатели (ЛСД) находят наибольшее применение при создании высокоскоростного электрического транспорта, где достоинства ЛСД проявляются наиболее заметно. Причина заключается в том, что по условиям нормальной эксплуатации такого тран-

спорта необходим сравнительно большой зазор между подвижной частью и вторичным элементом. Линейный асинхронный двигатель имеет при этом низкий коэффициент мощности, и его применение оказывается экономически невыгодным; ЛСД, напротив, допускает наличие большого воздушного зазора между статором и вторичным элементом и работает при этом с $\cos \varphi$, близким к единице.

Применение ЛСД в высокоскоростном электрическом транспорте обычно сочетается с использованием магнитной подвески вагонов и сверхпроводящих магнитов и обмоток возбуждения, что позволяет получить комфортность движения и хорошие экономические показатели работы подвижного состава. Мощности ЛСД в электрическом транспорте достигают нескольких тысяч киловатт, а скорости движения — 400—500 км/ч.

Линейные двигатели имеют широкие перспективы для дальнейшего развития.

6.3. ЭЛЕКТРОПРИВОД С ШАГОВЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

Исполнительные органы ряда рабочих машин должны совершать строго дозированные перемещения с фиксацией своего положения в конце движения. В электроприводах таких машин и механизмов успешно применяются шаговые двигатели (ШД) различных типов, образующие основу дискретного электропривода.

Широкое распространение дискретного электропривода определяется еще и тем обстоятельством, что он естественным образом сочетается с цифровыми управляющими машинами и программными устройствами, которые все шире применяются во многих отраслях техники. Например, дискретный электропривод широко используется для металлообрабатывающих станков с числовым программным управлением (ЧПУ), а также для роботов и манипуляторов.

Шаговый двигатель по принципу своего действия является синхронным двигателем. Однако в отличие от последнего магнитное поле ШД перемещается (вращается) в воздушном зазоре не непрерывно, а дискретно, шагами. Это достигается за счет импульсного возбуждения обмоток ШД с помощью электронного коммутатора, который преобразует одноканальную последовательность управляющих импульсов в многофазную систему напряжений, прикладываемых к обмоткам (фазам) ШД.

Ступенчатому характеру изменения напряжения на фазах ШД соответствует дискретное вращение (перемещение) электромагнитного поля в его воздушном зазоре, вследствие чего движение ротора состоит из последовательных элементарных поворотов или шагов, совершаемых по аperiodическому или колебательному закону.

а) Принцип действия и основные свойства ШД

Принцип получения дискретного перемещения ротора рассмотрим на примере простейшей схемы двухфазного ШД, изображенной на рис. 6.3.

Шаговый двигатель имеет на статоре две пары явно выраженных полюсов, на которых находятся обмотки возбуждения (управления): обмотка I с выводами 1Н—1К и вторая обмотка II с выводами 2Н—2К. Каждая из обмоток состоит из двух частей, находящихся на противоположных полюсах ШД.

Питание обмоток ШД осуществляется, как правило, импульсами напряжения прямоугольной формы, поступающими с электронного коммутатора, входящего в состав схемы управления ШД. Коммутатор и

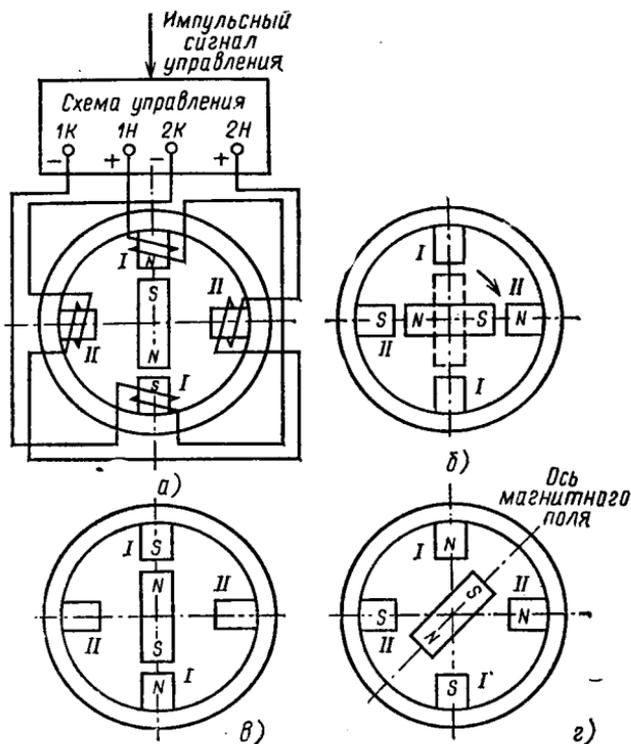


Рис. 6.3. К принципу действия ШД с активным ротором:

а—г — различные положения ротора

ШД образуют основную силовую часть шагового привода. Ротор ШД в рассматриваемой схеме представляет собой двухполюсный постоянный магнит, расположенный на валу двигателя внутри статора.

Рассмотрим работу ШД, предположив, что в начальный момент напряжение подано на обмотку *I*. Прохождение тока по этой обмотке вызовет появление магнитного поля статора с вертикально расположенными полюсами *N—S*. В результате взаимодействия поля с постоянным магнитом ротора последний займет указанное на рис. 6.3, *a* равновесное положение, в котором оси магнитных полей статора и ротора совпадают. Положение будет устойчивым, поскольку при отклонении от него на ротор будет действовать вращающий момент (обычно называемый синхронизирующим), который стремится вернуть ротор в положение равновесия. Этот момент определяется по формуле

$$M = M_{max} \sin \alpha, \quad (6.2)$$

где α — угол между осями магнитных полей статора и ротора; M_{max} — максимальный момент.

Допустим, что с помощью схемы управления напряжение снимается с обмотки *I* и подается на обмотку *II*. В этом случае образуется магнитное поле статора с горизонтальными полюсами (рис. 6.3, *b*), т. е. магнитное поле статора дискретно совершило поворот на четверть окружности статора. При этом между осями статора и ротора появится угол рассогласования $\alpha = 90^\circ$ и на ротор будет действовать в соответствии с формулой (6.2) максимальный вращающий момент $M = M_{max}$. Под его действием ротор повернется на четверть окружности статора и займет новое устойчивое равновесное положение, показанное сплошной линией на рис. 6.3, *b*. Таким образом, вслед за шаговым перемещением поля статора совершит такое же шаговое перемещение и ротор двигателя.

Предположим, что отключилась обмотка *II* и вновь подано питание на обмотку *I*, но с противоположной по сравнению с рис. 6.3, *a* полярностью напряжения. Магнитное поле статора опять будет иметь вертикально расположенные полюсы, но другой по сравнению с рис. 6.3, *a* полярности. Это означает, что поле совершит еще один шаг на четверть окружности. Снова на ротор будет действовать синхронизирующий момент, который повернет его в положение, показанное на рис. 6.3, *a*. Следующий шаг в том же направлении ротор может совершить, если будет отключена обмотка *I* и подключена обмотка *II* с обратной полярностью напряжения. И, наконец, ротор завершит полный оборот при снятии напряжения с обмотки *II* и подаче напряжения на обмотку *I*.

Кроме рассмотренного способа коммутации обмоток двигателя, обеспечивающего шаговое перемещение ротора на 90° , существует другой способ, позволяющий при той же конструкции ШД уменьшить размер шага ротора вдвое.

Допустим, что исходное положение ШД соответствует схеме, показанной на рис. 6.3, а. Подключим обмотку II с полярностью, соответствующей магнитному полю рис. 6.3, б, не отключая обмотку I. При этом образуется вторая, горизонтальная система полюсов и магнитное поле будет складываться из магнитных полей горизонтальных и вертикальных полюсов. Ось такого результирующего поля будет располагаться между полюсами с одинаковой полярностью, как это показано на рис. 6.3, г, т. е. ось магнитного поля совершит поворот на 45° . Поэтому ротор при таком порядке возбуждения обмоток ШД повернется тоже на 45° , а не на 90° , как было ранее.

Для совершения следующего шага достаточно снять напряжение с обмотки I, в результате чего магнитное поле будет соответствовать схеме рис. 6.3, б. Следующее перемещение магнитного поля и ротора на 45° совершится при возбуждении обмотки I без отключения обмотки II и т. д. Схема коммутации, при которой подключаются поочередно одна или две обмотки, называется несимметричной в отличие от рассмотренной вначале симметричной схемы.

Угловое перемещение ШД в общем случае определяется выражением

$$\alpha = 2\pi/(pn), \quad (6.3)$$

где p — число пар полюсов ротора ШД; n — число переключений (тактов) в цикле, равное числу фаз ШД при симметричной и удвоенному числу фаз при несимметричной коммутации.

Шаговое перемещение ротора осуществляется с помощью последовательности управляющих импульсов, при этом каждому импульсу соответствуют одно переключение обмоток ШД (один такт коммутации) и один шаг ротора. Суммарный угол поворота ШД пропорционален числу импульсов, а его скорость — частоте импульсов. Амплитуда и форма импульсов могут изменяться в определенных пределах, не нарушая нормальной работы шагового привода.

Шаговый двигатель может легко изменять направление своего движения (реверсироваться). Для реверса ШД, например, при симметричной схеме коммутации необходимо включить на обратную полярность напряжения обмотку, которая была отключена на данном такте коммутации. Тогда ротор ШД совершит шаг в противоположном направлении.

Основным режимом работы шагового привода является динамический. В отличие от СД ШД рассчитаны на входение в синхронизм из состояния покоя и принудительное электрическое торможение. Благодаря этому в шаговом электроприводе обеспечиваются пуск, торможение, реверс и переход с одной частоты управляющих импульсов на другую. Пуск ШД осуществляется скачкообразным или постепенным увеличением частоты входного сигнала от нуля до рабочей, торможе-

ние — снижением ее до нуля, а реверс — изменением последовательности коммутации обмоток ШД.

На рис. 6.4 показаны примеры переходных процессов в шаговом электроприводе при отработке им серии импульсов управления, где φ — полный угол поворота вала ШД, а α — единичный угол поворота (единичный шаг).

Переходные режимы для ШД сложны и ответственны, так как вследствие электромагнитной инерции обмоток ШД, механической инерции его ротора и момента нагрузки на валу при резких изменениях частоты следования импульсов управления ротор ШД может не успеть отработать полностью все импульсы, поступившие на вход шагового привода.

Максимальная частота управляющих импульсов, при которой возможен пуск ШД из неподвижного состояния без выпадения из синхронизма (пропуска шагов), называется частотой приемистости. Чем выше электромагнитная и механическая инерция ШД и больше момент его нагрузки, тем меньше частота приемистости.

Современные ШД различны по конструктивному исполнению. В зависимости от числа фаз ШД и устройства магнитной системы ШД бывают однофазными, двухфазными и многофазными с активным или пассивным ротором.

Активный ротор у ШД выполняется из постоянных магнитов или снабжается обмоткой возбуждения, как у обычных СД. Вследствие высокой экономичности и надежности в работе, технологичности изготовления, небольших габаритов и массы широкое распространение получили ШД с ротором из постоянных магнитов, называемые магнитоэлектрическими шаговыми двигателями (см. рис. 6.3). Обычно ШД с активным ротором имеют крупный шаг ротора — от 90° до 15° в связи с трудностями изготовления активного ротора с малыми полюсными делениями. Для уменьшения шага в таких ШД увеличивают число фаз и тактов коммутации, а также используют двухстаторную или двухроторную конструкцию.

Максимальная скорость ШД с активным ротором составляет 208—314 рад/с, частота приемистости от 70 до 500 Гц, номинальные вращающие моменты от $10 \cdot 10^{-6}$ до $10 \cdot 10^{-3}$ Н·м.

Промышленность выпускает несколько серий шаговых магнитоэлектрических двигателей: четырехфазные ШДА, двух- и четырехфазные ШД и ДШ-А, четырехфазные ШДА-3 и др.

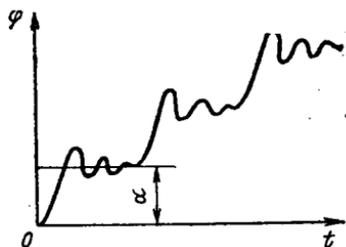


Рис. 6.4. Вид переходного процесса в электроприводе с ШД

При необходимости получения небольших единичных перемещений ротора и в то же время больших частот приемистости используются ШД с пассивным ротором, которые делятся на реактивные и индукторные. Работа таких ШД основана на взаимодействии магнитного поля и ферромагнитного тела. Статор и ротор реактивного ШД имеют явно выраженные полюсы, называемые обычно зубцами. На зубцах статора размещаются обмотки возбуждения, питаемые от электронного коммутатора. Ротор ШД выполнен из ферромагнитного материала и не имеет обмоток возбуждения, вследствие чего и назван пассивным.

Отличительная особенность реактивного ШД заключается в неравенстве числа зубцов статора z_c и ротора z_p , причем обычно $z_p > z_c$. Вследствие такой конструкции при каждом переключении обмоток статора ротор совершает поворот (шаг) α , равный разности полюсных делений статора τ_c и ротора τ_p , а именно:

$$\alpha = \tau_c - \tau_p = 360^\circ / z_c - 360^\circ / z_p = 360^\circ (z_p - z_c) / (z_p z_c). \quad (6.4)$$

Уменьшив разность чисел зубцов z_p и z_c , можно снизить шаг ротора. Практически эту разность выбирают четной, что улучшает использование ШД. Для уменьшения шага полюсы статора выполняют с несколькими зубцами.

Реактивные ШД при простоте и технологичности конструкции, малых размерах шагов и скорости ротора имеют существенный недостаток — незначительные мощность и синхронизирующий момент, что ограничивает их применение. Этот недостаток отсутствует в индукторных ШД, в которых для увеличения синхронизирующего момента ротор подмагничивается со стороны статора с помощью постоянных магнитов или дополнительной обмотки возбуждения.

Электропромышленностью выпускается несколько серий ШД с пассивным ротором (Ш, ШДР, ШД, РШД), имеющих шаг от 1,5 до 9°, вращающие моменты от $2,5 \cdot 10^{-6}$ до $10 \cdot 10^{-3}$ Н·м и частоту приемистости от 250 до 1200 Гц.

Развитие дискретного электропривода привело к созданию специальных видов ШД — линейных, волновых, с малоинерционным и катящимся роторами.

На базе цилиндрических линейных ШД созданы двухкоординатные линейно-поворотные ШД, суммирующие на своем валу два независимых движения — вращательное и поступательное. Линейно-поворотные ШД типов ДШЛ-8 и ДШЛ-9 обеспечивают шаг поворота в 1° и шаг поступательного перемещения от 0,011 до $1,25 \cdot 10^{-3}$ м, полные перемещения до $50 \cdot 10^{-3}$ м, моменты до 0,16 Н·м и усилия до 36 Н.

Важным достижением в области дискретного электропривода является создание так называемых многокоординатных ШД, осуществляющих перемещение исполнительных органов по всем трем координатам пространства. Двигатели такого рода, отличаясь высокой точнос-

тью и скоростью позиционирования, используются в приводах манипуляторов, роботов и автоматических линиях станков. Современный дискретный электропривод способен (в пределах небольших мощностей) обеспечить разнообразные виды движения исполнительных органов рабочих машин и механизмов.

б) Схемы управления дискретным электроприводом

Управление движением ШД осуществляется подачей на обмотки возбуждения статора определенной последовательности импульсов напряжения. Средняя скорость ШД определяется выражением

$$\omega = \alpha f_k, \quad (6.5)$$

где α — шаг двигателя, рад; f_k — частота коммутации обмоток, 1/с.

Управление ШД обеспечивается силовым электронным коммутатором, частота выходного напряжения которого (частота коммутации фаз ШД), задаваемая частотой входного управляющего сигнала, меняется в широких пределах. По существу своей работы такой коммутатор является ПЧ, а сам дискретный электропривод представляет собой систему с частотным управлением СД.

Современные схемы управления ШД состоят из нескольких функциональных блоков, выполняемых по различным схемам и с использованием разнообразных элементов и устройств, главным образом полупроводниковых. Стремление расширить области применения дискретного привода, повысить качество и точность его движения, надежность, удобство и простоту в наладке и эксплуатации отразилось в унификации схем управления ШД.

Функциональная схема дискретного привода показана на рис. 6.5. Основная ее часть, обычно называемая разомкнутой схемой дискретного электропривода, на рисунке выделена штриховой линией, содер-

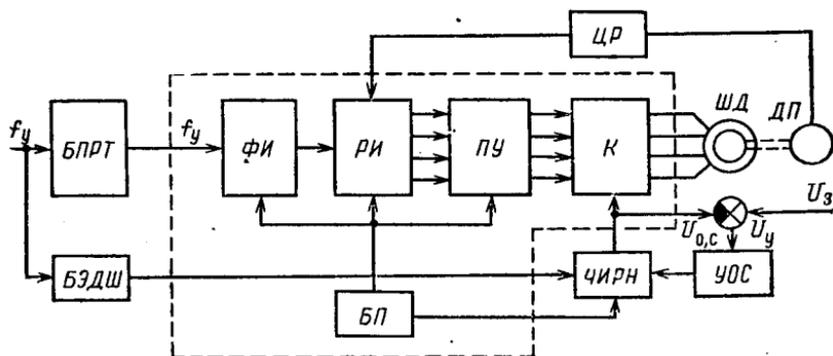


Рис. 6.5. Структурная схема электропривода с ШД

жит формирователь импульсов *ФИ*, распределитель импульсов *РИ*, промежуточный усилитель *ПУ*, коммутатор *К* (ПЧ) и блок питания элементов привода *БП*. Рассмотрим кратко назначение элементов и принцип действия этой схемы применительно к четырехфазному ШД, который в настоящее время получил наибольшее распространение среди других типов ШД.

Сигнал управления f_u в виде импульсов напряжения поступает на вход *ФИ* от программного или другого внешнего командного устройства. Блок *ФИ* видоизменяет входные импульсы, формируя их по длительности и амплитуде, как необходимо для нормальной работы последующего блока схемы управления *РИ*. Распределитель импульсов *РИ* преобразует последовательность сформированных *ФИ* импульсов в четырехфазную систему однополярных импульсов напряжения, соответствующую числу фаз (обмоток) двигателя.

Импульсы с выхода *РИ* усиливаются с помощью промежуточного усилителя *ПУ* и поступают на коммутатор, питающий обмотки ШД. В коммутаторе *К* они обеспечивают управление силовыми элементами усилителя (транзисторами), работающими в режиме ключа (для ШД небольшой мощности), или тиристорами (для силовых ШД). Обычно *К* питается от источника постоянного тока (выпрямителей) и обеспечивает в обмотках ШД пульсирующий ток одного направления.

Рассмотрим схему (рис. 6.6) тиристорного коммутатора *К*, управляющего обмотками управления ШД *ОУ1—ОУ4*. Основная часть схемы образована тиристорами *VS1—VS4*, обеспечивающими парную коммутацию обмоток ШД, при которой в каждый момент времени включены две фазы (обмотки) из четырех. Тиристоры *VS1* и *VS3*. *VS2*

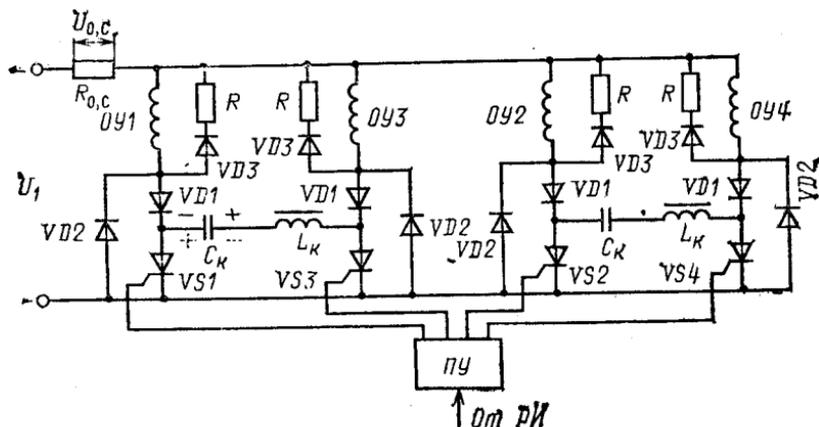


Рис. 6.6. Схема тиристорного коммутатора дискретного электропривода

и $VS4$ образуют схемы двух триггеров, в которых переключение тиристор производится с помощью колебательных контуров $L_k - C_k$ и диодов $VD1$ и $VD2$. Принцип действия схемы поясним на примере работы триггера на тиристорах $VS1 - VS3$.

Допустим, что в исходном положении тиристор $VS1$ открыт и по обмотке OVI проходит ток, а тиристор $VS3$ закрыт. Конденсатор C_k при этом заряжается с «+» на правой обкладке, как это показано на рисунке сплошными линиями. Если подать импульс управления на $VS3$, он откроется и по обмотке $OY3$ начнет проходить ток. Одновременно по цепи $VS3 - VD3 - VD1$ начнется быстрый перезаряд конденсатора C_k , в процессе которого потенциал катода $VS1$ становится более положительным, чем потенциал его анода, ток через него будет уменьшаться и тиристор $VS1$ закроется. К концу перезаряда конденсатора плюсовой станет его левая обкладка (пунктир на рисунке) и триггер готов к новому переключению, которое произойдет при снятии импульса управления с $VS3$ и его подаче вновь на $VS1$. Таким образом, тиристоры в схеме триггера работают попеременно.

Аналогично работает триггер на тиристорах $VS2$ и $VS4$. Для обеспечения вращения ШД одного направления тиристоры переключают в последовательности $VS1$ и $VS2 \rightarrow VS2$ и $VS3 \rightarrow VS3$ и $VS4 \rightarrow VS4$ и $VS1 \rightarrow VS1$ и $VS2$, а для противоположного направления вращения — в последовательности $VS1$ и $VS2 \rightarrow VS1$ и $VS4 \rightarrow VS4$ и $VS3 \rightarrow VS3$ и $VS2 \rightarrow VS2$ и $VS1$ и т. д.

Для снятия перенапряжений с обмоток ШД в период их коммутации параллельно этим обмоткам включены цепочки из последовательно включенных резистора R и диода $VD3$.

Рассмотренная разомкнутая схема управления ШД не всегда обеспечивает высокие динамические свойства, точность и энергетические показатели дискретного привода. Поэтому современные схемы управления ШД содержат дополнительные блоки и устройства, с помощью которых характеристики электропривода улучшаются. К таким блокам (см. рис. 6.5) относятся частотно-импульсный регулятор напряжения ЧИРН, усилитель обратной связи по току УОС, блок электронного дробления шага БЭДШ, блок плавного разгона и торможения БПРТ (задатчик интенсивности), датчик положения и скорости ДП и цифровой регулятор ЦР.

Блок ЧИРН совместно с УОС служит для автоматической стабилизации тока в обмотках ШД и поддержания момента ШД, что существенно улучшает энергетические показатели его работы. Стабилизация тока осуществляется введением отрицательной обратной связи по току, сигнал которой снимается с резистора $R_{0,c}$ (см. рис. 6.6), включенного в общую шину питания обмоток ШД. Разность сигналов $U_{0,c}$ и задающего U_z образует сигнал управления, который поступает на вход УОС. С помощью этого сигнала за счет изменения частоты переключе-

ния *ЧИРН* (частотно-импульсная модуляция) изменяется среднее значение напряжения питания и тем самым регулируется ток в обмотках ШД.

Для улучшения качества движения ШД при низких частотах и повышении точности обработки входных импульсов управления с помощью *БЭДШ* уменьшается единичный шаг ШД.

Расширение динамических свойств дискретного электропривода, в частности увеличение диапазона рабочих частот входного сигнала, значительно превышающих частоту приемистости ШД, может быть достигнуто введением в схему блока *БПРТ*, обеспечивающего разгон и торможение ШД с заданным темпом, при котором еще не происходит пропуска управляющих импульсов. При использовании *БПРТ* область рабочих частот шагового электропривода может быть расширена в 2—3 раза.

Возможности дискретного электропривода расширяются при создании замкнутых структур схем управления, выполняемых с помощью показанных блоков *ДП* и *ЦР* (см. рис. 6.5). В таком дискретном приводе информация о действительном положении вала и скорости ШД поступает на вход цифрового регулятора *ЦР*, который обеспечивает заданные движения привода.

Область применения дискретного привода очень широкая. Его используют в механизмах подачи станков, газорезательных и сварочных автоматах, приборах времени, нажимных устройствах прокатных станков, лентопотяжных и регистрирующих устройствах, а также для роботов и манипуляторов, в медицинской технике, для производства элементов микроэлектроники и т. д.

6.4. ЭЛЕКТРОПРИВОД С ВЕНТИЛЬНЫМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ

Как известно, *ДПТ* независимого возбуждения обладают хорошими регулировочными свойствами в статических и динамических режимах работы. Вместе с тем они имеют существенный недостаток, определяемый наличием коллектора. Этот узел, с одной стороны, осложняет условия эксплуатации электропривода постоянного тока, а с другой — определяет повышенный расход меди, увеличение габаритов, массы и стоимости электропривода. Стремление устранить механический выпрямитель — коллектор и сохранить в то же время высокие регулировочные качества *ДПТ* привело к разработке так называемого вентильного двигателя.

Вентильным двигателем (*ВД*) называется устройство, состоящее из электродвигателя, управляемого вентильным коммутатором (*ПЧ*) в функции положения ротора двигателя. Отличительным признаком *ВД* является наличие вентильного коммутатора, который по своим

функциям заменяет коллектор и щетки двигателей постоянного тока.

Вентильные двигатели различаются по типу ПЧ, конструктивному исполнению двигателя, способу контроля углового положения ротора и устройству системы управления. Несмотря на многообразие конструкций ВД, все они имеют общие свойства и характеристики, а именно широкие возможности по регулированию скорости за счет изменения подводимого к статору напряжения, тока возбуждения и угла управления вентилями инвертора. Характеристики ВД аналогичны характеристикам ДПТ.

Отметим, что при питании ВД от сети постоянного тока или аккумуляторов его часто называют бесколлекторной машиной постоянного тока.

Применяемый в ВД двигатель по своей конструкции является синхронным. На статоре двигателя располагается трехфазная обмотка переменного тока, питаемая от вентильного коммутатора. Ротор обеспечивает возбуждение двигателя и может иметь два конструктивных исполнения — в виде постоянного магнита или с обмоткой возбуждения, питаемой от источника постоянного тока через контактные кольца и щетки.

Двигатели с возбуждением от постоянных магнитов выполняются на мощности до 30 кВт обычно в многополюсном исполнении. В этом диапазоне мощности двигатели с постоянными магнитами имеют меньшие габариты и массу и более высокий КПД по сравнению с двигателями, имеющими обмотку возбуждения.

В ВД средней и большой мощности обычно используются СД обычной конструкции с обмоткой возбуждения, расположенной на роторе.

В последнее время в ВД мощностью от 30 до 200 кВт стали использоваться бесконтактные СД с обмоткой возбуждения, специальным образом располагаемой на статоре вместе с трехфазной обмоткой якоря. Ротор в этом случае представляет собой безобмоточное зубчатое колесо (зубчатку), через зубцы (выступы) которого замыкается магнитный поток, создаваемый обмотками возбуждения и переменного тока. Ротор вращается синхронно с вращающимся магнитным полем, создаваемым трехфазной обмоткой. Обмотка возбуждения усиливает магнитный поток и тем самым увеличивает вращающий момент двигателя. Такая схема возбуждения аналогична схеме индукторного ШД с пассивным ротором.

В ВД используются оба основных вида ПЧ: с промежуточным звеном постоянного тока (двухзвенные) и с непосредственной связью (непосредственные). Принципиальные схемы обоих видов ПЧ рассмотрены в § 4.6.

Коммутация тока в вентилях инвертора ПЧ может быть естественной или искусственной. Естественная коммутация вентиляей использу-

ется в тех случаях, когда нагрузка инвертора (трехфазная обмотка СД) содержит источник ЭДС той же частоты, что и выходное напряжение инвертора. При этом благодаря действию этой ЭДС осуществляется коммутация вентилях, получившая название естественной.

Принципиальная схема ВД с естественной коммутацией вентилей инвертора приведена на рис. 6.7. Схема содержит управляемый вы-

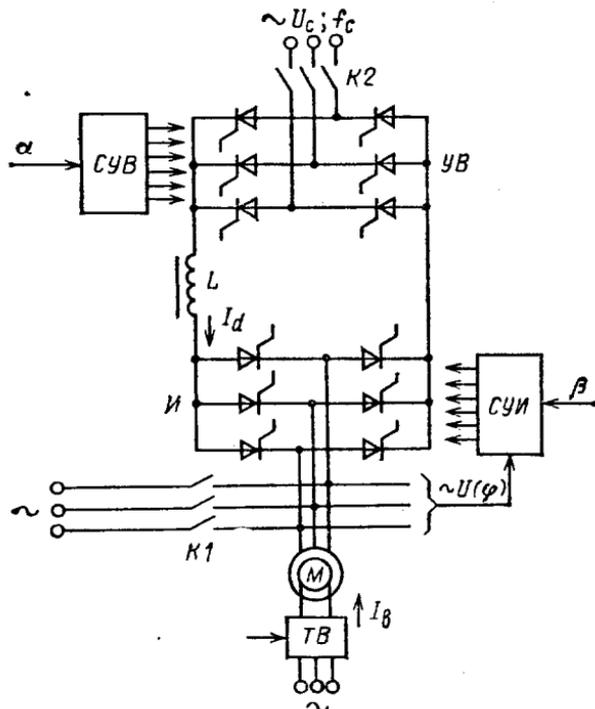


Рис. 6.7. Схема ВД с естественной коммутацией вентилей инвертора

прямитель $УВ$, сглаживающий реактор L , инвертор $И$, тиристорный возбудитель $ТВ$ двигателя $М$ и системы управления выпрямителем $СУВ$ и инвертором $СУИ$. Угловое положение ротора ВД контролируется косвенно — по фазе напряжения $U(\varphi)$ на выходах обмотки статора двигателя $М$.

Регулирование скорости в данной схеме производится изменением выпрямленного напряжения на выходе $УВ$ или тока возбуждения посредством $ТВ$.

Естественная коммутация вентилялей, позволяющая использовать простой по схеме инвертор, может быть осуществлена только при сравнительно большой ЭДС двигателя, соответствующей скорости примерно не ниже 10 % номинальной. В связи с этим пуск ВД, когда его ЭДС отсутствует или очень мала, при таком способе коммутации вентилялей оказывается затруднительным и требуется применение специальных мер для устранения этого недостатка. К ним относятся: 1) асинхронный пуск СД, имеющего пусковую обмотку, от сети включением вначале контактора $K1$ (рис. 6.7), а затем отключением контактора $K1$ и подключением инвертора контактором $K2$; 2) переключение инвертора в режим искусственной коммутации; 3) импульсный метод, использующий специальную систему управления $УВ$.

Инвертор с искусственной коммутацией вентилялей — это преобразователь постоянного напряжения или тока в переменные с принудительной коммутацией вентилялей, вследствие чего работа инвертора практически не зависит от характера и режима нагрузки. При использовании искусственной коммутации устраняются трудности при пуске ВД, характерные для инверторов с естественной коммутацией.

Схема ВД, в которой используется один из вариантов ПЧ с искусственной коммутацией вентилялей инвертора, приведена на рис. 6.8.

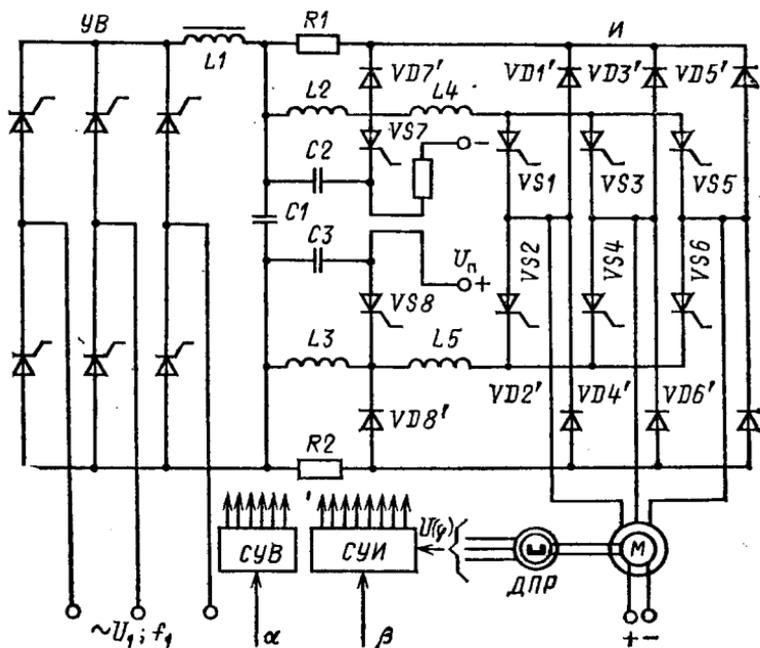


Рис. 6.8. Схема ВД с искусственной коммутацией вентилялей инвертора

Схема содержит инвертор, выполненный на тиристорах $VS1—VS6$; управляемый выпрямитель VB ; коммутирующие тиристоры $VS7$ и $VS8$; обратный мост на диодах $VD1'—VD6'$; разрядные резисторы $R1, R2$ и диоды $VD7'—VD8'$; силовой фильтр $L1, C1$ и устройства коммутации $L2—L5, C2, C3$.

Искусственная коммутация осуществляется за счет энергии, запасенной в конденсаторах $C2$ и $C3$ от дополнительного источника подзаряда $U_{п}$. Инвертор имеет групповую коммутацию тиристоров. Включение тиристоров анодной группы осуществляется элементами $C2, L2, L4, VS7$, а тиристоров катодной группы — элементами $C3, L3, L5, VS8$. При подаче сигнала управления, например, на тиристор $VS7$ конденсатор $C2$ разряжается по цепи $C2—C1—R2—VD2'$ ($VD4', VD6'$) — ($VD3', VD5'$) — $L4—VS7—C2$. После спада тока в этом контуре до нуля тиристоры $VS1, VS3, VS5$ закрываются, но продолжается колебательный подзаряд конденсатора $C2$ через реактор $L2$, обеспечивая обратное напряжение на тиристорах $VS1, VS3, VS5$ в течение времени, необходимого для восстановления их запирающих свойств.

После перезаряда конденсатора $C2$ и закрывания тиристора $VS7$ энергия, накопленная в реакторе $L2$, частично гасится в резисторе $R1$. Во внекоммутационный интервал конденсатор $C2$ вновь перезаряжается от источника подзаряда. Спадающий во время коммутации ток нагрузки, протекающий через коммутируемый тиристор $VS1$, переводится на диод $VD2'$ обратного моста.

Управление инвертором производится в функции положения ротора двигателя M , контролируемого датчиком положения $ДПР$, который воздействует на $СУИ$. Регулирование скорости двигателя в этой схеме возможно изменением выпрямленного напряжения, тока возбуждения и угла управления β тиристорами инвертора.

Как видно из приведенного примера, применение искусственной коммутации приводит к более сложным схемам преобразовательных устройств (ПУ), число которых не ограничивается рассмотренным примером.

Проблема пуска ВД не возникает также при использовании непосредственных ПЧ. В этих типах ПЧ коммутация вентиля преобразователя осуществляется при переходе сетевого напряжения через нуль. Однако, как отмечалось выше, непосредственный ПЧ обладает ограниченными регулировочными возможностями.

Для получения высокого качества регулирования координат электропривода с ВД чаще всего строится по принципам подчиненного регулирования. Пример такого электропривода иллюстрирует рис. 6.9, где показана структурная схема автоматического управления бесконтактным ВД последовательного возбуждения.

Система управления электропривода построена по принципу подчиненного регулирования с последовательной коррекцией. Она содер-

жит контур тока с регулятором тока *РТ* и обратной связью по току, снимаемой с датчика тока *ДТ*, и контур скорости с регулятором скорости *РС* и обратной связью по скорости, снимаемой с тахогенератора

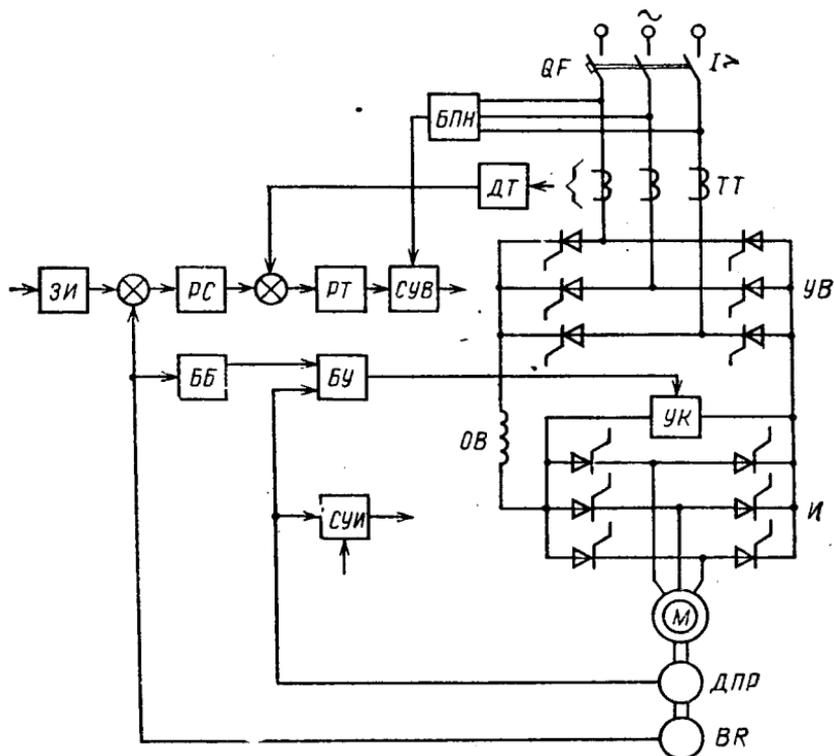


Рис. 6.9. Замкнутая схема электропривода с ВД

BR. Регулятор тока *РТ* воздействует на систему управления выпрямителем *СУВ*, изменяя необходимым образом ток и напряжение на входе инвертора *И*.

Управление тиристорами инвертора *И* осуществляется от датчика положения ротора *ДПР*, установленного на валу двигателя *М*.

Обмотка возбуждения *ОВ* включена последовательно с якорем в цепь выпрямленного тока ПЧ и выполняет дополнительную функцию сглаживающего реактора.

При скорости ВД ниже $0,1\omega_{ном}$ осуществляется искусственная коммутация вентиля инвертора, обеспечиваемая устройством коммутации *УК* по сигналам блока управления *БУ*. При более высоких скоростях

стях ВД по сигналу с датчика скорости *BR*-срабатывает блок блокировок *BB* и блокирует *БУ*, запрещая подачу импульсов управления на *УК*. Происходит переход на естественную коммутацию тиристоров инвертора *И*, осуществляемую ЭДС ВД.

В заключение отметим, что из-за высокой стоимости и сложности ПЧ ВД пока имеют ограниченное применение. Перспективно использование ВД в мощных электроприводах малой или очень большой скорости.

6.5. ЭЛЕКТРОПРИВОД С ДВИГАТЕЛЯМИ ПОВЫШЕННОГО БЫСТРОДЕЙСТВИЯ

При выполнении многих производственных операций требуется высокое быстродействие исполнительных органов рабочих машин. Для этого приводные двигатели должны обладать небольшой механической и электромагнитной инерцией и развивать значительный вращающий момент. К таким двигателям относятся ДПТ с гладким якорем и двигатели постоянного и переменного тока с малонерционными якорями (роторами). По принципу своего действия и характеристикам они не отличаются от двигателей обычного исполнения, однако специальная конструкция их движущейся части (якоря или ротора) обеспечивает высокое быстродействие, позволяющее повысить производительность рабочих машин и качество выполнения технологических и производственных операций.

а) Двигатели с гладким якорем

Двигатели с гладким якорем по принципу действия аналогичны обычным ДПТ, но имеют следующую конструктивную особенность: проводники якорной обмотки не располагаются в пазах магнитопровода (сердечника) якоря, как у обычных двигателей, а крепятся непосредственно на поверхности гладкого (без пазов) якоря, откуда и произошло их название. Расположение проводников якорной обмотки в воздушном зазоре двигателя позволяет увеличить ток в обмотке якоря и вращающийся момент двигателя, что объясняется следующим.

Для обычного ДПТ ток в проводниках якорной обмотки не может даже кратковременно превышать номинальный более чем в 2—2,5 раза. Ограничение связано главным образом с условием нормальной работы коллектора ДПТ, при нарушении которого начинается сильное искрение на коллекторе, быстрое его обгорание, в результате чего ДПТ выходит из строя. При расположении проводников обмотки на поверхности якоря условия коммутации тока коллектором улучшаются из-за снижения индуктивности якорной обмотки, вследствие чего можно увеличить ток в обмотке, а также вращающий момент двигателя.

Еще одно ограничение для тока в обмотке якоря вызвано условиями ее нагрева и охлаждения. Если сопоставить их для проводников, находящихся в пазах и на поверхности якоря, то оказывается, что проводники на поверхности якоря охлаждаются более интенсивно. Это дает возможность повысить ток в двигателе с гладким якорем.

Таким образом, улучшение условий работы коллектора и охлаждения обмотки двигателя с гладким якорем позволяет значительно увеличить ток, вращающий момент и быстродействие электропривода в переходных режимах. Так, допустимые пусковые токи этих двигателей в 8—10 раз превышают номинальные, а пусковые моменты — в 6,5—7 раз, что в 3—4 раза больше допустимых значений тока и момента обычных ДПТ.

Дополнительное повышение быстродействия двигателей с гладким якорем достигается благодаря использованию удлиненного якоря с уменьшенным внешним диаметром, что снижает его момент инерции.

Вследствие всех указанных особенностей конструкции быстродействия двигателей с гладким якорем значительно выше быстродействия обычных ДПТ. Например, если время разбега двигателя с гладким якорем не превышает нескольких сотых долей секунды (до 0,04 с для двигателя мощностью 9 кВт), то для обычных ДПТ той же мощности и скорости оно более чем на порядок выше.

В настоящее время разработано несколько серий двигателей постоянного тока с гладким якорем. Двигатели серии ПГ (Т) выпускаются на мощности от 0,25 до 12 кВт с номинальной скоростью 314 рад/с. Двигатели мощностью от 1 кВт и выше выпускаются с обмоткой возбуждения и имеют независимое охлаждение с помощью внешнего вентилятора — наездника. Они также имеют встроенный датчик скорости (тахогенератор) мощностью 36 Вт, что облегчает создание замкнутых систем электропривода.

Двигатели серии МИГ имеют возбуждение от постоянных магнитов и выпускаются на номинальные мощности от 10 до 4000 Вт и скорости от 43,7 до 628 рад/с.

б) Двигатели с малоинерционным якорем (ротором)

Повышение быстродействия двигателя может быть достигнуто за счет уменьшения массы их вращающейся части — якоря или ротора. Эта возможность реализуется на основании того, что момент двигателя создается за счет взаимодействия его магнитного поля и проводников с током, находящихся в пазах или на поверхности якоря (ротора). Сердечник же якоря (ротора), который и составляет основную инерционную массу вращающейся части двигателя, не участвует в создании момента, а служит только для размещения (крепления) обмотки и проведения магнитного потока. Поэтому можно оставить во вра-

щении только обмотку якоря (ротора) и вал двигателя, а сердечник сделать неподвижным. Это и отражено в конструкции двигателей с малонерционным якорем или ротором.

Малонерционные двигатели постоянного тока выпускают с цилиндрическим полым или дисковым якорем.

Двигатели с полым цилиндрическим якорем могут иметь возбуждение от постоянных магнитов или обычную обмотку возбуждения. В первом случае постоянные магниты располагаются на статоре двигателя или неподвижном сердечнике внутри якоря. Якорь в обоих случаях выполняют в виде тонкостенного стакана из немагнитного материала, на поверхности которого размещена обмотка.

В современных конструкциях двигателей этого типа можно изготовлять якоря с печатной обмоткой, которая представляет собой систему из плоских медных проводников небольшой толщины, расположенных на поверхности полого цилиндра, выполненного из изоляционного материала. Проводники наносятся на поверхность якоря специальным фотохимическим способом, отсюда и произошло название печатной обмотки. Изоляцией между проводниками обмотки служат воздух и материал якоря. Концы обмотки подводятся к коллектору, как и в обычном ДПТ. Иногда в качестве коллектора используют неизолированный участок обмотки.

Особенностью двигателя с малонерционным дисковым якорем является исполнение его якоря в виде плоского немагнитного диска, на котором располагается обмотка. Якорь помещен в зазор магнитной системы двигателя, образованной полюсами электромагнита (или постоянного магнита) и ферромагнитными кольцами. Диск с обмоткой укреплен на валу, который вращается в подшипниках двигателя. Дисковый якорь обычно выполняют из текстолита, алюминия или керамики с печатной обмоткой, наносимой на диск фотохимическим способом. Проводники обмотки якоря располагаются радиально по обе стороны диска и соединяются через его отверстие.

Коллектором в таких двигателях чаще всего служат неизолированные участки проводников обмотки якоря, по которым скользят щетки. Иногда применяется и обычный коллектор. Для увеличения мощности двигателей разработана конструкция многодискового якоря.

В электроприводе наряду с малоинерционными ДПТ распространение получили и малонерционные АД, которые также могут иметь полый цилиндрический или дисковый ротор. Последний тип двигателя применяется пока редко.

Асинхронные двигатели с полым цилиндрическим ротором могут иметь немагнитный или ферромагнитный ротор. Чаще используются АД с полым немагнитным ротором, устройство которого аналогично устройству полого якоря малонерционного двигателя постоянного тока.

Основная особенность АД с ферромагнитным ротором заключается в исполнении его ротора, представляющего собой полый ферромагнитный цилиндр с толщиной стенок от 0,5 до 3 мм, который крепится на валу АД с помощью одной или двух специальных шайб (пробок). Внутренний сердечник в таких АД отсутствует, так как магнитный поток, пройдя через воздушный зазор, замыкается по ферромагнитному ротору, играющему роль части магнитопровода.

Двигатели с малоинерционным якорем или ротором в настоящее время выпускаются на мощности от долей ватта до нескольких киловатт и применяются в маломощных электроприводах станков, различных автоматических устройств, испытательных установках и т. д. Конструкции малоинерционных двигателей рассмотрены в [1, 14, 40].

6.6. ЭЛЕКТРОПРИВОД С НИЗКОСКОРОСТНЫМИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯМИ

Как правило, при использовании обычных электродвигателей между ними и исполнительным органом рабочей машины необходима установка механической передачи, понижающей скорость двигателя до требуемого уровня. Наличие механической передачи снижает надежность работы электропривода, увеличивает его массу, габариты и стоимость, создает дополнительный шум при работе.

В связи с этим заманчивым является использование таких электродвигателей, которые имеют низкую угловую скорость вала и не требуют применения понижающей механической передачи. К таким двигателям относятся волновые двигатели и двигатели с катящимся ротором, принцип действия которых кратко изложен далее. Более подробно они рассмотрены в [1, 3].

а) Волновые электродвигатели

В электродвигателях общепромышленного и специального назначения нашли применение так называемые волновые передачи (волновые редукторы), которые характеризуются значительным передаточным отношением (до 100 на одну ступень), небольшими массой и габаритом, высокой точностью, надежностью и долговечностью в работе. Волновой двигатель сочетает в себе эти специфические свойства волновой передачи и электрической машины, что достигнуто их конструктивным объединением.

Основными достоинствами волнового двигателя являются низкая угловая скорость вала и высокое быстродействие. Масса и габариты электропривода при использовании волнового двигателя оказываются меньше, чем у привода, выполненного по обычной схеме двигатель — редуктор.

Рассмотрим принцип действия волнового двигателя, обратившись к рис. 6.10. Главная особенность двигателя заключается в конструкции ротора 1, который представляет собой гибкий цилиндр, способный деформироваться в радиальном направлении. На внешней поверхности ротора крепится гибкий зубчатый венец 2. На статоре двигателя 3, который по своей конструкции не отличается от статора обычных двигателей переменного тока, крепится жесткий зубчатый венец 4. Венцы ротора и статора образуют обычную волновую передачу.

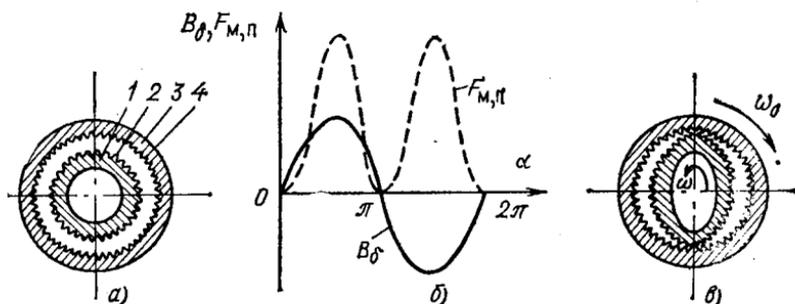


Рис. 6.10. К принципу действия волнового двигателя:

a — конструктивная схема; *б* — распределение индукции и силы магнитного притяжения вдоль окружности статора; *в* — схема двигателя при его работе

Если подключить обмотку статора (на рис. 6.10 они не показаны) к сети переменного тока, то в зазоре появится вращающееся магнитное поле с синусоидальным распределением магнитной индукции B_δ (рис. 6.10, б). На ферромагнитный ротор начнет действовать сила магнитного притяжения $F_{m,\pi}$, которая пропорциональна квадрату магнитной индукции (штриховая линия на рис. 6.10, б).

В результате действия силы $F_{m,\pi}$ ротор деформируется (рис. 6.10, в) и его зубчатый венец входит в зацепление с зубчатым венцом статора в двух диаметрально противоположных точках окружности статора. При вращении поля статора синхронно вращается и волна деформации ротора, в результате чего зубчатый венец ротора обкатывается зубчатым венцом статора.

Так как венцы статора и ротора изготавливаются с различным числом зубцов z_c и z_p , то при обкатывании ротора его вал совершает еще и медленное вращение вокруг своей оси, которое и является главным выходным движением волнового двигателя. Скорость этого движения определяется по следующей формуле:

$$\omega = \omega_0 (z_c - z_p) / z_p. \quad (6.6)$$

Уменьшая разность между числами зубцов статора и ротора, можно получить низкие угловые скорости вала волнового двигателя.

По своим характеристикам рассмотренный волновой двигатель является реактивным СД (волновой двигатель может быть и индукторного типа). Действительно, ось деформации гибкого ротора вращается синхронно с осью магнитного поля, а скорость двигателя постоянна и находится в фиксированном отношении (6.6) со скоростью вращения магнитного поля ω_0 . При нагружении двигателя внешним моментом сопротивления происходит изменение взаимного положения осей поля статора и деформаций ротора и двигатель начинает развивать синхронизирующий момент, как обычный реактивный СД. Этот момент уравновешивает приложенный момент нагрузки, и вал двигателя продолжает вращаться со скоростью ω при наличии некоторого пространственного сдвига между осями ротора и поля статора.

Отметим, что вращающееся магнитное поле двигателя выполняет по существу роль электромагнитного генератора механических волн деформации, необходимого для работы обычной волновой передачи.

Широкое применение волновых двигателей ограничивается сложностью конструкции и технологии изготовления эластичного ротора. Из-за сравнительно невысоких энергетических показателей нецелесообразно изготовление и применение волновых двигателей на средние и большие мощности.

б) Двигатели с катящимся ротором

Принцип действия двигателей с катящимся ротором (ДКР) можно пояснить с помощью рис. 6.11. На рисунке внешнее заштрихованное кольцо 1 представляет собой статор ДКР, выполняемый по аналогии со статором машины переменного тока. Внутри статора располагается гладкий ферромагнитный ротор 2, ось которого O_2 не совпадает с осью статора O_1 . Это несовпадение осей статора и ротора — эксцентриситет — является важным отличительным признаком ДКР, на котором основывается принцип его действия.

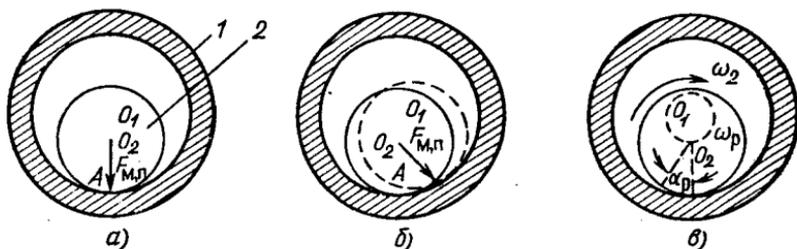


Рис. 6.11. К принципу действия двигателя с катящимся ротором

Предположим, что в воздушном зазоре создано вращающееся магнитное поле, имеющее резко выраженный максимум магнитной индукции, что обычно достигается за счет подмагничивания ДКР постоянным магнитным потоком. Если в рассматриваемый момент времени (рис. 6.11, *a*) этот максимум совпадает с точкой *A*, то ферромагнитный ротор под действием силы магнитного притяжения $F_{м,п}$ займет положение, показанное на рис. 6.11, *a*. Это положение ротора будет равновесным, так как направление силы $F_{м,п}$ проходит через точку *A* касания статора и ротора.

Рассмотрим теперь другой момент времени, когда вращающееся магнитное поле повернулось против часовой стрелки на некоторый угол. Сила магнитного притяжения, совпадающая по направлению с максимумом индукции магнитного поля, также изменит свое направление и займет положение, показанное на рис. 6.11, *б*. Так как направление силы $F_{м,п}$ уже не проходит через точку касания статора и ротора, то на последний начнет действовать вращательный момент относительно точки *A*. Под действием этого момента ротор начнет перекатываться по поверхности статора, стремясь вновь занять равновесное положение.

При непрерывном вращении магнитного поля ротор будет непрерывно перекатываться по поверхности статора вслед за максимумом индукции этого поля. При таком обкатывании ось ротора O_2 будет вращаться вокруг оси статора O_1 со скоростью вращения магнитного поля, а сам ротор будет вращаться вокруг собственной оси в противоположную сторону со скоростью, во много раз меньше скорости вращения магнитного поля.

Из рис. 6.11, *в* видно, что за полный оборот магнитного поля ротор из-за разности длин окружности качения статора L_c и ротора L_p повернется в противоположном направлении на угол α_p , который как центральный угол может быть рассчитан по формуле

$$\alpha_p = 2\pi (L_c - L_p)/L_p = 2\pi (D_c - D_p)/D_p, \quad (6.7)$$

где D_c , D_p — диаметры статора и ротора.

Переходя в (6.7) от углов к скоростям, получаем

$$\omega_p = \omega_0 (D_c - D_p)/D_p, \quad (6.8)$$

где ω_p — угловая скорость вала ДКР.

Выполняя ротор с диаметром, близким к диаметру статора, можно получить весьма малые отношения $(D_c - D_p)/D_p$ и тем самым малые скорости вала ДКР. Коэффициент редукции скорости, определяемый обратным соотношением $D_p/(D_c - D_p)$, для ДКР может достигать 1500, что является наиболее ценным свойством ДКР.

Кроме того, ДКР обладает высоким быстродействием — время его разбега и реверса составляет сотые доли секунды. При торможении ДКР отключением переменного напряжения статора он за счет

постоянного подмагничивания развивает тормозной момент, вследствие чего время и путь его торможения малы, а ротор фиксируется силой магнитного притяжения в конечном положении.

Достоинствами ДКР являются также большой пусковой момент и относительно небольшой пусковой ток, а также отсутствие в большинстве конструкций скользящих электрических контактов и высокоскоростных подшипников. Сравнительно высокими являются и энерги-

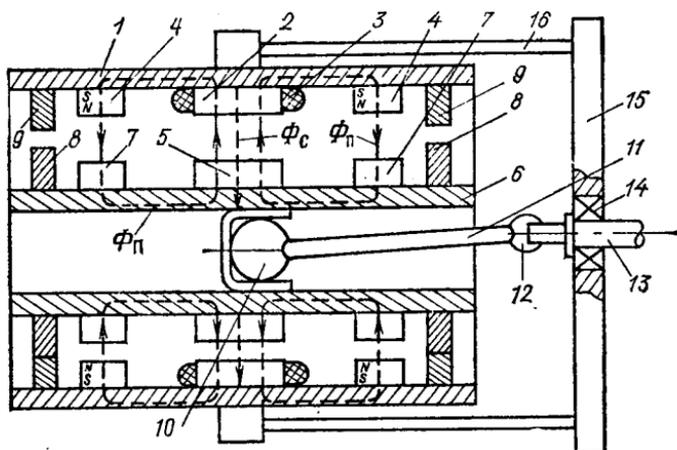


Рис. 6.12. Конструктивная схема индукторного синхронного ДКР

ческие показатели работы ДКР, которые улучшаются по мере роста их мощности.

Вместе с тем ДКР имеют и заметные недостатки. К ним в первую очередь относятся сложность конструкции самого ДКР и необходимость применения специальных механических устройств для передачи несоосного вращения ротора. К ним относятся, например, передачи Кардана, Сешерона и Ольстома. Кроме того, работа ДКР сопровождается шумом и вибрациями, возникающими за счет действия центробежных сил при вращении ротора.

Для примера рассмотрим конструкцию индукторного синхронного ДКР, показанную на рис. 6.12. В корпусе 1 закреплены сердечник статора 2 с обмоткой 3 и постоянные магниты 4. Обмотка статора 3 создает симметричное вращающееся магнитное поле Φ_c , а постоянные магниты 4 — радиально направленное и неподвижное в пространстве магнитное поле Φ_n . В результате сложения этих полей образуется вращающееся магнитное поле с резко выраженным максимумом маг-

нитной индукции, которое перемещается вдоль окружности статора (вращается) со скоростью ω_0 .

Сердечник 5 ротора набирается из листов электротехнической стали и не имеет обмоток. Он монтируется на полый ферромагнитной втулке 6, которая служит одновременно магнитопроводом для потока Φ_n постоянного подмагничивания. На этой же втулке крепятся и кольцевые сердечники 7, являющиеся частью магнитопровода для потока Φ_n .

Особенность конструкции рассматриваемого ДКР заключается в наличии на роторе специальных катков 8, которые при вращении ротора обкатываются по специальным направляющим статора 9. Их наружный диаметр несколько больше диаметра ротора, что устраняет его непосредственное соприкосновение со статором и тем самым их износ.

Внутри полый втулки 6 располагается механизм передачи несоосного вращения ротора — карданная передача.

Эта передача включает в себя карданный шарнир 10, который с помощью карданного вала 11 соединяется с другим карданным шарниром 12. Выходной вал 13 двигателя вращается в подшипнике 14, размещенном во фланце 15. Этот фланец в совокупности с упругими стержнями 16 образует так называемую эластичную подвеску, которая позволяет снизить вибрацию приводимого в движение исполнительного органа.

На основе рассмотренной конструкции могут быть реализованы также ДКР с электромагнитным возбуждением и с зубчатыми поверхностями качения. В первом случае постоянные магниты 4 заменяются электромагнитами, обмотка возбуждения которых включается на напряжение постоянного тока. Для реализации зубчатого зацепления статора и ротора гладкие обкатываемые поверхности заменяются зубчатой передачей.

Двигатели с катящимся ротором в настоящее время нашли применение в электроприводах дозаторов, часовых механизмов, манипуляторов, станков, электродов дуговых электрических печей, системах телеметрического управления. Они изготавливаются на мощности от нескольких ватт до нескольких киловатт.

6.7. СЛЕДЯЩИЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД

Следящим называется электропривод, который обеспечивает с заданной точностью движение исполнительного органа рабочей машины в соответствии с произвольно изменяющимся сигналом управления. Этот сигнал управления может изменяться в широких пределах по произвольному временному закону и иметь как механическую, так и электрическую природу. Чаще всего входной сигнал представляет собой скорость или угол поворота оси или вала. Следящий электропривод применяется для антенн радиотелескопов и систем спутниковой

связи, в копируемых станках, для привода исполнительных органов роботов и манипуляторов, в автоматических измерительных устройствах и во многих других случаях.

Структурная схема следящего электропривода представлена на рис. 6.13. Он состоит из датчиков 1 и 2 входного и выходного сигналов, измерителя рассогласования 3, системы управления 4 и электродвигателя с механической передачей 5, который приводит в движение исполнительный орган 6 в рабочей машине.

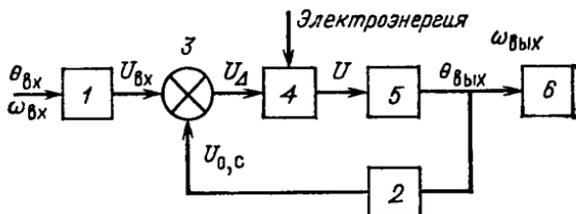


Рис. 6.13. Структурная схема следящего электропривода

Датчики входной и выходной величины преобразуют механические величины (скорость или угол поворота вала) в электрические — входной сигнал $U_{вх}$ и сигнал обратной связи $U_{о.с}$. Измеритель рассогласования 3, алгебраически суммируя эти сигналы, вырабатывает сигнал рассогласования U_{Δ} , поступающий в систему управления электродвигателем 4. Следящий электропривод по своей структуре представляет собой замкнутую автоматическую систему.

Система управления 4 состоит из усилителя (регулятора) и силового преобразователя, которые обеспечивают необходимое преобразование сигнала рассогласования U_{Δ} в напряжение U , поступающее на двигатель. За счет выбора схем усилителя (регулятора) и преобразователя или введения корректирующих устройств обеспечивается необходимый закон изменения этого напряжения во времени $u(t)$.

Электродвигатель и механическая передача 5 в соответствии с законом изменения $u(t)$ обеспечивают перемещение исполнительного органа 6. Иногда двигатель с механической передачей называют исполнительным механизмом (сервомеханизмом).

Классификация следящего электропривода может быть выполнена по нескольким признакам. Если следящий электропривод предназначен для воспроизведения с заданной точностью скорости движения исполнительного органа, то он называется скоростным, а если положения — то позиционным.

По виду характеристики системы управления 5 различают следящие электроприводы с непрерывным или прерывным управлением; последние, в свою очередь, делятся на релейные и импульсные.

Отличительной особенностью следящих электроприводов непрерывного действия является непрерывное управление электродвигателем, пропорциональное сигналу рассогласования.

Следящий электропривод релейного действия характеризуется тем, что напряжение на двигатель подается только в том случае, когда сигнал рассогласования достигает определенного значения. До этого значения сигнала рассогласования напряжение на двигатель не подается и он неподвижен. Поэтому релейный следящий электродвигатель имеет определенную зону нечувствительности.

Импульсный следящий электропривод отличается тем, что управляющее воздействие на электропривод подается в виде импульсов напряжения, амплитуда, частота или скважность которых изменяется в зависимости от сигнала рассогласования. В этих случаях говорят соответственно об амплитудно-, частотно- и широтно-импульсной модуляции сигнала управления.

В следящем электроприводе используются двигатели переменного и постоянного тока, различные виды усилителей (электромашинные, магнитные, полупроводниковые, пневматические, гидравлические), датчики скорости и положения.

а) Следящий электропривод постоянного тока непрерывного действия с ЭМУ

Схема следящего электропривода этого вида приведена на рис. 6.14. Двигатель постоянного тока независимого возбуждения M приводит в движение рабочую машину PM через механическую передачу P . Якорь двигателя M получает питание от электромашинного усилителя поперечного поля (ЭМУ), который в этой схеме выполняет функции силового преобразователя и одного из усилителей системы.

В качестве датчиков входной $\theta_{вх}$ и выходной $\theta_{вых}$ величин в данной схеме используются сельсины, работающие в трансформаторном режиме. Один из них, называемый сельсином-приемником $СП$, является датчиком выходной величины $\theta_{вых}$ и устанавливается на валу редуктора P . Другой сельсин, называемый сельсином-датчиком $СД$, преобразует входной сигнал $\theta_{вх}$ в электрический. При показанном на схеме соединении обмоток статоров $СД$ и $СП$ и питании обмотки ротора $СД$ однофазным напряжением переменного тока $U_{в}$ напряжение U'_{Δ} на обмотке ротора $СП$ будет пропорционально разности углов $\theta_{вх}$ и $\theta_{вых}$, т. е.

$$U'_{\Delta} \equiv \theta = \theta_{вх} - \theta_{вых}, \quad (6.9)$$

а фаза этого напряжения будет определяться знаком угла рассогласования θ .

Следовательно, в рассматриваемой схеме включения сельсины $СД$ и $СП$ позволяют выделить сигнал рассогласования $U'_{\Delta} \equiv \theta = \theta_{вх} - \theta_{вых}$,

т. е. выполняют одновременно функции измерителя рассогласования (элемент 3 на рис. 6.13) и датчиков входной и выходной величин.

Сигнал рассогласования переменного тока U'_Δ поступает на вход фазочувствительного усилителя $У1$, который усиливает его и преобразует в сигнал постоянного тока, полярность которого определяется фазой сигнала U'_Δ , т. е. знаком разности углов $\theta_{вх}$ и $\theta_{вых}$. Далее этот сигнал, пройдя через корректирующее звено (резисторы $R1$, $R2$ и конденсатор $C1$), поступает на вход усилителя $У2$, который осуществляет дополнительное усиление сигнала рассогласования.

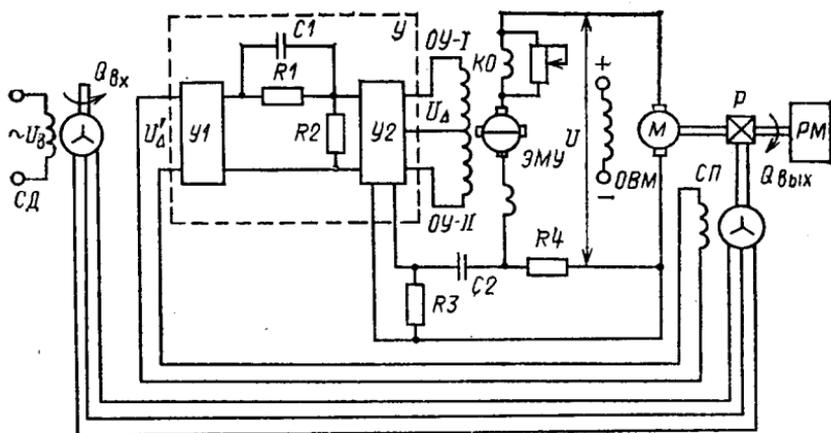


Рис. 6.14. Схема следящего электропривода постоянного тока с ЭМУ

Выходное напряжение усилителя $У2$, представляющее собой результирующий сигнал управления следящего электропривода U_Δ , подается на обмотки управления ЭМУ $ОУ-I$ и $ОУ-II$, включенные по дифференциальной схеме с нулевой точкой. В результате такого включения магнитный поток ЭМУ определяется разностью МДС обмоток $ОУ-I$ и $ОУ-II$, т. е. разностью токов, протекающих по этим обмоткам. Полярность напряжения U на выходе ЭМУ, подаваемого на якорь двигателя $М$, определяется знаком (полярностью) сигнала U_Δ .

Помимо корректирующего звена, состоящего из элементов $R1$, $R2$ и $C1$, в схеме используется дополнительное корректирующее звено, в состав которого входят резисторы $R3$, $R4$ и конденсатор $C2$. Эти корректирующие звенья обеспечивают требуемое качество регулирования выходных координат электропривода $\theta_{вых}$ и $\omega_{вых} = d\theta_{вых}/dt$ в динамических режимах его работы.

Работа следящего электропривода происходит следующим образом.

В исходном, согласованном положении $\theta_{вх} = \theta_{вых}$, $U'_\Delta = U_\Delta = U = 0$ и двигатель M неподвижен. При изменении $\theta_{вх}$ возникает угол рассогласования θ между положениями роторов сельсинов $СП$ и $СД$ и в соответствии с (6.9) на обмотке ротора $СП$ появляется сигнал U'_Δ . В зависимости от фазы этого сигнала, которая определяется знаком разности $\theta = \theta_{вх} - \theta_{вых}$, на двигатель M будет подано напряжение U такой полярности, при которой вращение двигателя и исполнительного органа рабочей машины $РМ$ будет происходить в направлении, уменьшающем угол рассогласования θ . При достижении углом рассогласования θ нулевого значения и постоянстве $\theta_{вх}$ двигатель M отключается и вновь будет находиться в неподвижном состоянии. Таким образом, следящий электропривод работает только при возникновении угла рассогласования между осями датчика и приводного двигателя (исполнительного органа рабочей машины). Процесс работы следящего электропривода сводится к непрерывному автоматическому устранению возникающего рассогласования.

Рассматриваемый следящий электропривод с ЭМУ применяется на мощности от нескольких ватт до десятков киловатт. Он отличается высокой перегрузочной способностью, не вносит искажения в форму питающего напряжения, а при торможении двигателя обеспечивает рекуперацию энергии в сеть. Переход из режима двигателя в режим генератора обеспечивается естественными характеристиками электрических машин и происходит без резких изменений момента двигателя, что имеет большое значение для получения требуемых точности и плавности работы следящего электропривода.

Вместе с тем следящий электропривод, в котором используются электромашинные преобразователи и усилители, характеризуется существенными недостатками. Это относительно невысокое быстродействие, значительные массы и габариты силовой части электропривода, невысокий КПД (0,5—0,6), значительный уровень шума за счет вращающихся частей электромашинного агрегата.

В связи со сказанным в современных системах следящего электропривода обычно используются статические полупроводниковые усилители и преобразователи, применение которых позволяет устранить большинство из отмеченных недостатков, свойственных электромашинным преобразователям.

б) Следящий электропривод постоянного тока с тиристорным преобразователем

Схема следящего электропривода с ДПТ, якорь которого питается от реверсивного ТП, приведена на рис. 6.15.

Особенностью данного электропривода является применение изменительной схемы на основе двух синусно-косинусных вращающихся

трансформаторов (СКВТ). Один из них — СКВТ-Д является датчиком входного сигнала $\theta_{вх}$, а другой — СКВТ-П — датчиком выходной величины $\theta_{вых}$. СКВТ имеет на статоре и роторе по две взаимно перпендикулярно расположенные в пространстве обмотки, схема соединения которых видна из рисунка. При повороте ротора СКВТ-Д в обмотках

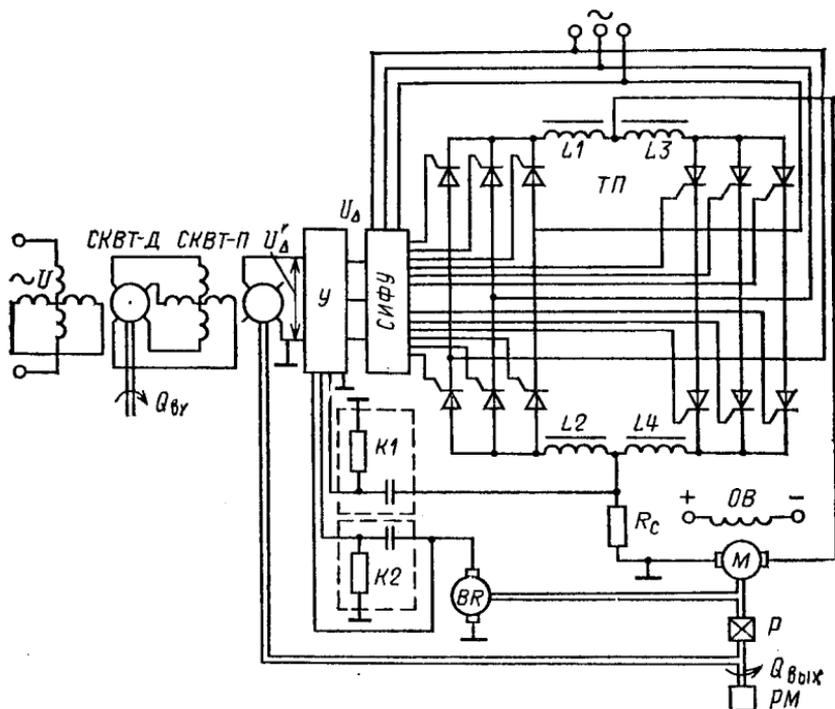


Рис. 6.15. Схема следящего электропривода постоянного тока с ТП

ротора наводится переменная ЭДС, амплитуда которой пропорциональна $\cos \theta_{вх}$ в одной обмотке и $\sin \theta_{вх}$ — в другой. В остальном принцип измерения угла рассогласования $\theta = \theta_{вх} - \theta_{вых}$ и выделения сигнала рассогласования $U'_\Delta \approx 0$ такой же, что и в случае применения сельсинов, однако СКВТ обеспечивают большую точность.

Вырабатываемый СКВТ сигнал рассогласования U'_Δ поступает на вход фазочувствительного усилителя У, который осуществляет его преобразование, усиление и суммирование с дополнительными корректирующими сигналами обратных связей, которые вводятся для получения заданных динамических характеристик электропривода. В качестве их используется обратная связь по производным скорости и тока ДПТ.

Сигналы, пропорциональные скорости и току, снимаются соответственно с тахогенератора BR и резистора R_c , а их дифференцирование осуществляется дифференцирующими цепочками $K1$ и $K2$.

Результирующий сигнал управления следящего электропривода U_{Δ} поступает на вход СИФУ, с помощью которой осуществляется управление тиристорами ТП. В зависимости от знака (полярности) сигнала U_{Δ} один из комплектов ТП работает в выпрямительном, а другой — в инверторном режимах, обеспечивая необходимое направление вращения ДПТ и перемещение исполнительного органа рабочей машины PM .

Следящий электропривод с ТП обладает высокими быстродействием, КПД и коэффициентом усиления по мощности, малыми габаритами и массой. Он может быть использован на мощности до 100 кВт и выше. К недостаткам такого следящего электропривода следует отнести малую перегрузочную способность ТП, невысокий коэффициент мощности и искажение формы напряжения питающей сети.

в) Следящий электропривод переменного тока с ТП

В следящем электроприводе широкое применение нашли АД, которые отличаются надежностью в работе и долговечностью. При создании маломощных (до 1 кВт) следящих электроприводов обычно использу-

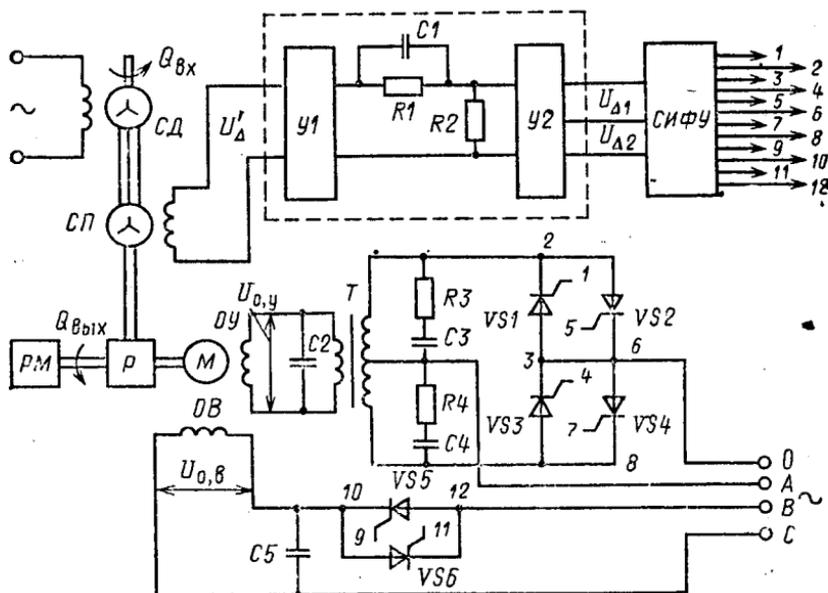


Рис. 6.16. Схема следящего электропривода переменного тока с ТП

ются двухфазные короткозамкнутые АД, в том числе и с полым ротором. На рис. 6.16 приведена схема следящего электропривода с двухфазным АД.

Асинхронный двигатель M имеет две обмотки — обмотку возбуждения OB и обмотку управления OY , которые питаются сдвинутыми на 90° напряжениями. Регулирование скорости и момента АД может осуществляться изменением действующего значения напряжения на обмотке управления, или изменением сдвига фаз между напряжениями обмоток OY и OB , или тем и другим способами одновременно.

Питание обмоток OY в схеме электропривода рис. 6.16 осуществляется от фазы A трехфазной сети переменного тока через тиристоры $VS1—VS4$, а обмотки возбуждения OB — от фаз B, C через тиристоры $VS5—VS6$. Тиристоры $VS1—VS4$ и $VS5—VS6$ образуют ТП переменного тока. Они попарно включены по встречно-параллельной схеме, что обеспечивает протекание тока по обмоткам в оба полупериода питающего напряжения.

Сигнал рассогласования U'_Δ вырабатывается сельсинами CD и CP и подается на вход фазочувствительного усилителя $Y1$. После прохождения через корректирующее звено, состоящее из резисторов $R1, R2$ и конденсатора $C1$, сигнал рассогласования усиливается усилителем $Y2$ и в виде напряжений $U_{\Delta 1}$ и $U_{\Delta 2}$ поступает на блок управления тиристорами.

Схема работает следующим образом. При появлении сигнала рассогласования U'_Δ в зависимости от его фазы на выходе усилителя $Y2$ появляются напряжения $U_{\Delta 1}$ или $U_{\Delta 2}$. При возникновении, например, напряжения $U_{\Delta 1}$ СИФУ подает импульсы управления на тиристоры $VS1, VS2, VS5, VS6$. Тиристоры открываются, и на обмотки OY и OB подаются напряжения $U_{o,y}$ и $U_{o,v}$, которые пропорциональны сигналу рассогласования $U_{\Delta 1}$. Двигатель M начинает вращаться, уменьшая угол рассогласования $\theta = \theta_{вх} - \theta_{вых}$ между осями сельсинов CD и CP .

При изменении фазы сигнала U'_Δ , что происходит при изменении знака угла рассогласования θ , на выходе усилителя $Y2$ появляется напряжение $U_{\Delta 2}$. Этот сигнал вызывает включение тиристоров $VS3, VS4$, и на обмотку управления OY будет подано напряжение $U_{o,y}$, сдвинутое по фазе на 180° по сравнению с предыдущим случаем. Поскольку одновременно с этим откроются тиристоры $VS5$ и $VS6$ и обмотка возбуждения OB также получит питание $U_{o,v}$, двигатель M начнет вращаться, но уже в другом направлении. Таким образом, за счет изменения фазы напряжения $U_{o,y}$ осуществляется реверс двигателя M , что обеспечивает отработку угла рассогласования любого знака.

Конденсаторы $C2—C5$ и резисторы $R3, R4$ служат для сглаживания пульсаций напряжения на обмотках двигателя.

г) Следящий электропривод постоянного тока релейного действия

Упрощенная схема следящего электропривода небольшой мощности, в котором используется релейный способ управления, приведена на рис. 6.17.

В схеме используется ДПТ последовательного возбуждения M , имеющий две обмотки возбуждения — $OB1$ и $OB2$. Управление ДПТ

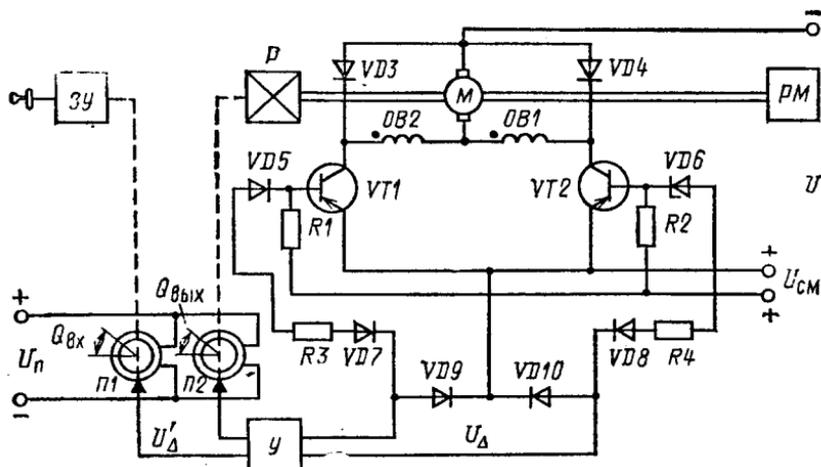


Рис. 6.17. Схема следящего электропривода постоянного тока релейного действия

осуществляется с помощью двух силовых полупроводниковых транзисторов $VT1$ и $VT2$. Каждый из транзисторов работает при определенной полярности сигнала рассогласования U_{Δ} , обеспечивая одно из направлений вращения ДПТ. Если открыт транзистор $VT1$, то ДПТ вращается в одном направлении, если же открыт транзистор $VT2$, то в другом. Это происходит за счет изменения направления магнитного потока при неизменном направлении тока якоря.

При отсутствии сигнала рассогласования U_{Δ} транзисторы закрыты за счет подачи на них напряжения смещения $U_{см}$ и ДПТ неподвижен.

Разрядные диоды $VD3$ и $VD4$ служат для снятия перенапряжений, возникающих при отключении обладающих значительной индуктивностью обмоток возбуждения и якоря.

В рассматриваемом следящем электроприводе в качестве датчиков входной и выходной величин используются кольцевые потенциометры $P1$ и $P2$, которые образуют так называемый потенциометрический измеритель рассогласования.

Движок потенциометра $П1$ (датчика входной величины) связан с выходным валом задающего устройства $ЗУ$, который представляет собой в данном случае редуктор с ручным приводом. Движок потенциометра $П2$ (датчика выходной величины) связан с валом редуктора P , расположенного на валу ДПТ M и рабочей машины PM . Редукторы $ЗУ$ и P имеют одинаковое передаточное число. Питание потенциометров $П1$ и $П2$ осуществляется напряжением постоянного тока $U_{п}$.

Сигнал рассогласования U'_{Δ} снимается с движков потенциометров $П1$ и $П2$. При их одинаковом угловом положении, что соответствует нулевому углу рассогласования $\theta = \theta_{вх} - \theta_{вых}$, сигнал $U'_{\Delta} = 0$. При этом равен нулю и сигнал U_{Δ} на выходе усилителя $У$, оба транзистора VI и $V2$ закрыты и ДПТ неподвижен.

При возникновении угла рассогласования между угловыми положениями движков потенциометров $П1$ и $П2$ сигналы U'_{Δ} и U_{Δ} становятся отличными от нуля. В зависимости от полярности сигнала U'_{Δ} , которая определяется знаком угла рассогласования θ , сигнал U_{Δ} подается на транзистор $VT1$ (по цепи диод $VD10$ — стабилитрон $VD5$ — резистор $R3$ — диод $VD7$) или $VT2$ (по цепи диод $VD9$ — стабилитрон $VD6$ — резистор $R4$ — диод $VD8$). Если этот сигнал превышает порог срабатывания стабилитронов $VD5$, $VD6$, которые создают зону нечувствительности следящего электропривода, то соответствующий транзистор открывается, подключая ДПТ к источнику питания с напряжением U . Двигатель начнет вращаться, поворачивая вал рабочей машины PM и ось движка потенциометра $П2$ в направлении, при котором возникшее рассогласование в системе будет стремиться к нулю. Когда сигнал U_{Δ} станет меньше напряжения открывания стабилитронов $VD5$, $VD6$, работающий транзистор ($VT1$ или $VT2$) закроется и отключит ДПТ от источника питания.

Таким образом, электропривод в данной схеме обрабатывает заданное перемещение $\theta_{вх}$ с некоторой погрешностью, обусловленной нечувствительностью системы из-за порога срабатывания стабилитронов $VD5$, $VD6$. Зону нечувствительности системы стараются сделать возможно меньшей в пределах $2-3^{\circ}$ угла рассогласования. Однако снижение зоны нечувствительности может привести к возникновению нежелательного автоколебательного режима работы электропривода, представляющего собой режим гармонических колебаний системы около положения равновесия. Эффективным средством устранения автоколебательного режима является введение в систему дополнительных сигналов по первой и второй производным сигнала рассогласования, а также использование электрического торможения после отключения двигателя.

Достоинствами следящих электроприводов релейного принципа действия являются их простота, надежность и возможность получе-

ния оптимальных траекторий движения исполнительных органов рабочих машин. К недостаткам таких систем следует отнести их склонность к автоколебаниям и наличие определенной нечувствительности (неточности) при слежении.

д) *Цифро-аналоговый позиционный следящий электропривод постоянного тока*

При необходимости получения высокой точности слежения (до 0,001 %) в современном электроприводе применяются цифровые датчики его координат, которые вместе с другими цифровыми устройствами управления (задатчиками, сумматорами, счетчиками и т. д.) образуют измерительную часть следящего электропривода. Высокие показатели следящего электропривода получаются в том случае, когда цифровая измерительная часть сочетается с аналоговой частью, выполненной по принципу подчиненного регулирования координат. В результате такого соединения образуются так называемые цифро-аналоговые системы электропривода, сочетающие в себе положительные свойства цифровых и аналоговых систем. Пример выполнения цифро-аналогового следящего электропривода приведен на рис. 6.18.

Аналоговая часть электропривода выполнена по структуре подчиненного регулирования координат, в которой внешний контур регулирования положения выполнен цифровым, а внутренние контуры регулирования тока и скорости — аналоговыми. Аналоговая часть содержит регулятор тока PT , на который поступают сигналы задания по току $U_{з,т}$ и обратной связи по току $U_{о,т}$ подаваемые соответственно

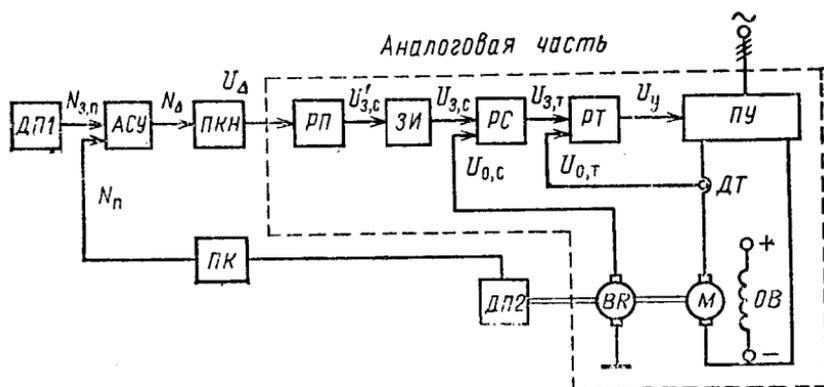


Рис. 6.18. Структурная схема цифро-аналогового следящего электропривода постоянного тока

с регулятора скорости $РС$ и датчика тока $ДТ$. Выходной сигнал регулятора тока U_y является сигналом управления для реверсивного преобразователя $ПУ$, питающего якорь ДПТ независимого возбуждения $М$. Регулятор скорости $РС$, в свою очередь, получает сигналы $U_{0,c}$ от датчика скорости (тахогенератора) $ВР$ и $U_{3,c}$ от задатчика интенсивности $ЗИ$. Входным сигналом $ЗИ$ является выходной сигнал $U_{3,c}$ аналогового регулятора положения $РП$.

В состав цифровой измерительной части электропривода, задачей которой является формирование сигнала рассогласования U_{Δ} , входят датчики входной $ДП1$ и выходной $ДП2$ координат электропривода (его положения), арифметическое суммирующее устройство $АСУ$, преобразователь кода в напряжение $ПКН$ (преобразователь код—аналог) и преобразователь кода числа положения вала ДПТ в параллельный двоичный код $ПК$.

Работа цифровой части следящего электропривода происходит следующим образом. Требуемое перемещение исполнительного органа рабочей машины вырабатывается датчиком $ДП1$ в виде числа $N_{3,n}$ в параллельном двоичном коде. Этот сигнал подается на вход сумматора $АСУ$ вместе с числовым сигналом N_n (также в параллельном двоичном коде), соответствующим действительному положению исполнительного органа рабочей машины.

Сумматор $АСУ$ обеспечивает суммирование этих двух цифровых сигналов и выделение сигнала рассогласования в цифровом кодированном представлении N_{Δ} . Далее цифровой сигнал N_{Δ} с помощью преобразователя $ПКН$ преобразуется в аналоговый сигнал U_{Δ} (напряжение постоянного тока), который поступает на вход регулятора положения $РП$.

Цифро-аналоговый следящий электропривод имеет хорошие динамические показатели работы за счет аналоговой части и высокую точность слежения, обеспечиваемую цифровой частью. Элементы и устройства такого электропривода реализуются на основе унифицированной серии аналоговых (УБСР-АИ) и цифровых (УБСР-ДИ) регуляторов, серийно выпускаемых промышленностью.

6.8. ЭЛЕКТРОПРИВОД С ПРОГРАММНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Электроприводом с программным управлением называется электропривод, с помощью которого обеспечивается (воспроизводится) движение исполнительного органа рабочей машины по определенной, наперед заданной программе.

Чаще всего электроприводы такого типа требуются при обработке деталей на металлообрабатывающих станках. Например, партия деталей должна пройти обработку на многооперационном станке, позволяющем осуществлять сверление, фрезерование, расточку и другие

технологические операции. При использовании программного управления перед обработкой детали соответствующим образом составляется программа, в которой задаются порядок смены инструмента, необходимые перемещения стола, на котором крепится деталь, режимы работы инструментов и другие технологические данные. После этого электроприводы исполнительных органов станка реализуют выполнение этой программы.

Укрупненная структурная схема электропривода с программным управлением представлена на рис. 6.19. Она содержит две части — программное устройство ПУ, вырабатывающее сигнал управления U_n ,

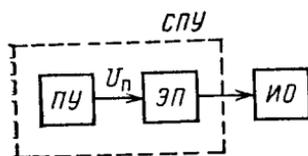


Рис. 6.19. Структурная схема электропривода с программным управлением

и электропривод $ЭП$, который обеспечивает отработку этого сигнала управления, перемещая соответствующим образом исполнительный орган $ИО$. Совокупность программного устройства $ПУ$ и электропривода $ЭП$ обычно называют системой программного управления $СПУ$.

В качестве электропривода в $СПУ$ могут использоваться все рассмотренные ранее виды электроприводов постоянного и переменного тока. Они могут выполняться разомкнутыми и замкнутыми, с аналоговыми и цифровыми элементами управления и т. д.

Вся совокупность существующих программных устройств делится на две группы — нечисловые (цикловые) программные устройства и числовые программные устройства.

а) Электропривод с нечисловыми (цикловыми) программными устройствами

Этот вид электропривода с программным управлением используется для обеспечения повторяющихся одинаковых циклов движения исполнительного органа. Программные устройства таких электроприводов выполняются с применением различных контактных и бесконтактных аппаратов релейного действия — конечных и путевых выключателей, шаговых искателей. К электроприводам с нечисловыми программными устройствами относятся также системы с использованием шаблонов и копиров, которые нашли применение в различных копировальных станках и автоматах. В таких системах программного управления обычно используется следящий электропривод релейного действия.

Анализ работы и синтез нечисловых СПУ основывается на теории так называемых конечных автоматов, которая в качестве объекта исследования рассматривает многотактные релейные устройства с конечным числом входов и фиксированным числом дискретных состояний. В теории конечных автоматов разработаны методы синтеза структур нечисловых (релейных) СПУ, обеспечивающих выработку программы движения исполнительных органов в соответствии с заданным технологическим циклом.

Пример простейшей нечисловой СПУ приведен на рис. 6.20. В этой системе электродвигатель *M* приводит в движение элемент *A*, которым может быть, например, суппорт строгального станка. В крайних положениях элемента *A* установлены конечные выключатели *SQ1* и *SQ2*, которые вместе с контакторами *K1* и *K2* и кнопками управления *SB1* и *SB2* образуют схему управления двигателем. При включении контактора *K1* двигатель *M* обеспечивает движение элемента *A* в условном направлении «Вперед», а при включении контактора *K2* — в условном направлении «Назад».

Рассмотрим работу схемы рис. 6.20, предположив, что в исходном положении элемент *A* находится в промежуточном положении и ни один из конечных выключателей не нажат. Для начала работы нажимается кнопка *SB1*, в результате чего включается контактор *K1* и двигатель *M*, будучи подключенным к питающей сети, обеспечивает движение элемента *A* в направлении «Вперед».

При подходе элемента *A* к конечному выключателю *SQ2* и воздействии на него происходит разрыв цепи питания контактора *K1* и

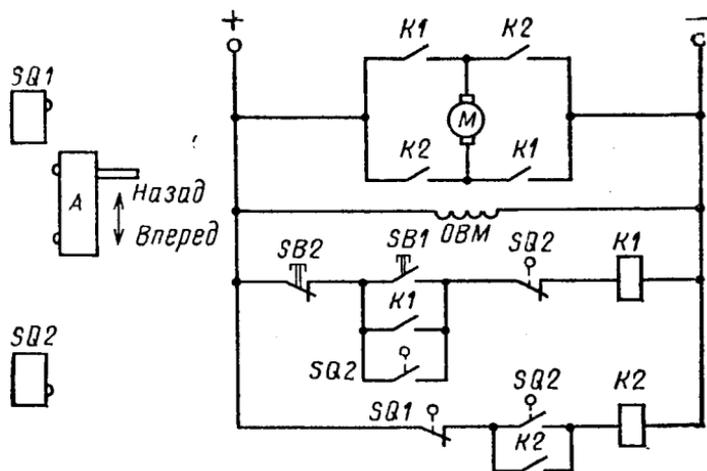


Рис. 6.20. Схема цикловой системы программного управления

подключение к источнику питания контактора $K2$. За счет переключения этих аппаратов изменится на противоположную полярность напряжение на якоре двигателя M , и он начнет вращаться в обратную сторону, обеспечивая движение элемента A в направлении «Назад».

При подходе элемента A к конечному выключателю $SQ1$ и воздействии на него произойдет обратное переключение в схеме, а именно отключится контактор $K2$ и включится $K1$, за счет чего элемент A вновь начнет двигаться в направлении «Вперед». Такое цикловое возвратно-поступательное движение будет происходить до тех пор, пока на ходе элемента A «Вперед» не будет нажата кнопка $SB2$.

Схема рис. 6.20 может быть дополнена шаговым искателем, с помощью которого можно обеспечить определенное число циклов движения элемента A и его останов после этого.

В цикловых СПУ точность останова определяется конечными (путевыми) выключателями и составляет примерно 0,05 мм.

б) Электропривод с числовым программным управлением (ЧПУ).

Электропривод с ЧПУ представляет собой наиболее универсальную и перспективную СПУ. Применительно к обработке различных изделий на станках, где она находит основное применение, эта система обеспечивает существенное повышение производительности труда и качества обработки.

При использовании электропривода с ЧПУ все технологические данные по обработке изделий — скорости и значения перемещения изделий или обрабатывающего инструмента, их направления, последовательность операций при обработке и т. д. — задаются в виде чисел. Совокупность всех чисел образует программу обработки данного изделия, которая предварительно соответствующим образом рассчитывается, кодируется, записывается на тот или иной программноситель (перфоленту, перфокарту или магнитную ленту). Перед обработкой изделия программа вводится в программное устройство электропривода, который в дальнейшем обеспечивает обработку изделия без непосредственного участия рабочего. Для обработки другого изделия требуется лишь сменить программу, что значительно сокращает время обработки за счет исключения вспомогательных операций (подвод и отвод инструмента, измерение детали, установка величин подачи и скорости резания и т. д.).

Системы ЧПУ делятся на аналоговые (непрерывные) и дискретные (импульсные). В аналоговых системах ЧПУ совокупность чисел, образующих программу обработки изделия, преобразуется в какую-

либо непрерывно изменяющуюся аналоговую физическую величину (напряжение постоянного тока, фазу или амплитуду синусоидального напряжения и т. д.), которая и является входным, управляющим воздействием на электропривод. В дискретных системах ЧПУ программа в конечном итоге представляется последовательностью управляющих импульсов, каждому из которых соответствует определенное перемещение инструмента или изделия. Число импульсов определяет значение перемещения, а их частота — скорость перемещения.

Системы ЧПУ обычно работают в одном из двух режимов: режиме позиционирования или режиме контурной обработки. Позиционные (координатные) системы ЧПУ обеспечивают точную установку инструмента относительно изделия или их прямолинейное перемещение. Такие режимы бывают необходимы при фрезеровании, сверлении или расточке нескольких отверстий, а также при точении и строгании изделий. Инструмент или изделие при этом перемещаются по кратчайшим, прямолинейным путям между точками установки (позициями) инструмента. Контурные (функциональные) системы ЧПУ обеспечивают перемещение инструмента или изделия по произвольным траекториям, что требуется при контурной обработке изделий различной конфигурации.

Системы ЧПУ могут быть замкнутыми или разомкнутыми. В замкнутых системах с помощью датчиков измеряется действительное положение инструмента или изделия и эта информация в виде сигнала обратной связи подается в сравнивающее устройство, в котором она сопоставляется с сигналами управления программного устройства.

При отличии действительного положения от заданного в систему управления электроприводом поступают дополнительные управляющие сигналы, обеспечивающие необходимую коррекцию положения инструмента или изделия. Тем самым замкнутые системы ЧПУ обеспечивают большую точность обработки изделий.

В разомкнутых системах ЧПУ движение инструмента или изделия не контролируется и непосредственно не сопоставляется с заданным. Поэтому случайное изменение параметров системы или каких-либо внешних возмущений, например момента сопротивления на валу привода, вызывает снижение точности отработки программы. Вместе с тем разомкнутые системы оказываются проще замкнутых в наладке и эксплуатации.

Процессу обработки изделия на станке с системой ЧПУ предшествует подготовка программноносителя, которая состоит из нескольких этапов.

Исходными данными для составления программы обработки изделия являются технологические данные: размеры заготовки и чертеж изделия, материал заготовки, характеристика инструмента, степень точности изготовления изделия, характер и вид обработки.

На первом этапе составления программы изготавливается специальный чертеж, в котором изделие изображается в системе прямоугольных координат XU (при объемной обработке вводится и третья координата Z). Далее в принятой системе координат программируется перемещение инструмента (изделия), при этом для позиционных систем ЧПУ программируется перемещение между двумя последовательно обрабатываемыми точками, а для контурной системы ЧПУ — перемещение центра инструмента (изделия) по требуемой траектории.

На следующем этапе подготовки программы составляется технологическая карта обработки изделия, в которой определяется последовательность всех перемещений инструмента (изделия) с указанием скорости, подачи и глубины резания и величин перемещения по координатным осям.

Для удобства ввода данных и сокращения длины программносителя все данные технологической карты кодируются. В системах ЧПУ наиболее распространенными являются двоичный и двоично-десятичный коды, использующие двоичную и десятичную системы исчисления.

Удобство использования двоичного кода определяется возможностью представления чисел в цифровых системах управления с помощью элементов с двумя устойчивыми состояниями «открыто», что соответствует единице, или «закрыто», что соответствует нулю. Такими элементами являются электронные и магнитные логические элементы, реле и некоторые другие. На программноносителе цифре 1 соответствует отверстие или электрический импульс, а цифре 0 — отсутствие отверстия или импульса.

Вместе с тем необходимо отметить, что для записи числа в двоичной системе требуется по сравнению с десятичной больше знаков. Для устранения этого недостатка были разработаны двоично-десятичные коды, в которых цифры каждого десятичного разряда имеют двоичное изображение, а само число записывается как десятичное. Одним из распространенных кодов этого типа является код 1—2—4—8. Этот код имеет обычные десятичные разряды 10^0 , 10^1 , 10^2 и т. д., в каждом из которых используются лишь числа 1, 2, 4, 8 («веса» кода), изображаемые в двоичном коде. Например, число 439 в этом коде записывается так: $439 = 4 \cdot 10^2 + (1+2) \cdot 10^1 + (1+8) \cdot 10^0$. Двоично-десятичные коды сочетают в себе емкость десятичных кодов и удобство представления информации на программноносителе, характерное для двоичных кодов.

Программа на программноносителе записывается в виде отдельных «фраз» (блоков). Каждый блок содержит всю информацию по обработке изделия на данном участке технологического цикла — направление и скорость перемещения по координатным осям, режим обработки, охлаждение и т. д. Эта информация выражается с помощью отдельных слов, каждое из которых определяет или значение перемещения

по осям координат, или его скорость и направление, или какие-либо вспомогательные команды. Для примера на рис. 6.21 показан участок пятидорожечной перфоленты (шестая — ведущая дорожка на рисунке не показана) с частью записанной программы, соответствующей одной фразе (блоку).

Фраза начинается с адреса, по которому должна направляться информация следующих за адресом слов. Адрес задается пробивкой от-

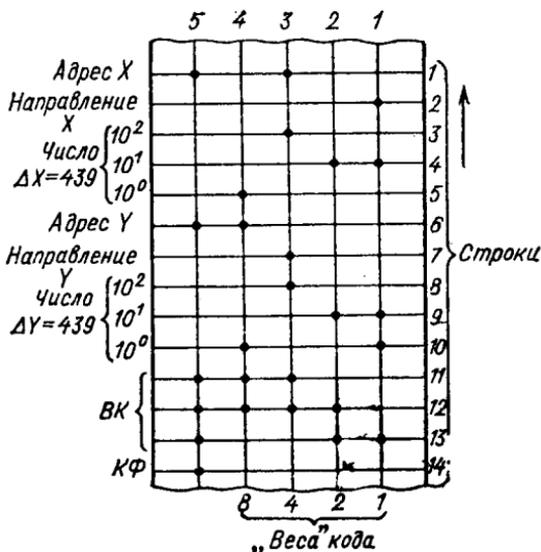


Рис. 6.21. Участок перфоленты с записанной программой

верстия на 5-й дорожке и еще на одной из дорожек. В примере адрес для координаты X соответствует пробивке отверстий на 5-й и 3-й дорожках 1-й строки, а для координаты Y — на 5-й и 4-й дорожках 6-й строки. Вся информация до следующего по порядку адреса принадлежит одной координате.

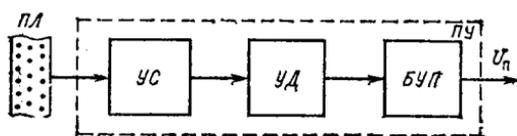
Следующее за адресом слово (2-я строка) определяет направление перемещения по данной координате, задаваемое в каком-либо условном числовом коде. Так, в примере положительные направления $+X$ и $+Y$ задаются соответственно одной пробивкой по 1-й и 3-й дорожкам, а отрицательные направления $-X$ и $-Y$ — пробивкой по 2-й и 4-й дорожкам.

За строкой, задающей направление перемещения, следует число, определяющее значение перемещения изделия ΔX и ΔY на данном

участке. Оно задается в двоично-десятичном коде 1—2—4—8 на 1-й—4-й дорожках: 1 — на 1-й дорожке, 2 — на 2-й дорожке, 4 — на 3-й дорожке, 8 — на 4-й дорожке. В рассматриваемом примере

$$\Delta X = \Delta Y = 439 = 4 \cdot 10^2 + (1 + 2) \cdot 10^1 + (1 + 8) \cdot 10^0,$$

За строками, содержащими числовые данные, располагаются строки с закодированными командами по вспомогательным операциям *ВК*, которые задаются пробивкой на 5-й дорожке в сочетании с пробивками на других дорожках (строки 11, 12, 13 *ВК*).



Р и с. 6.22. Структурная схема программного устройства

Конец фразы *КФ* (блока) обозначается пробивкой отверстия на 5-й дорожке при отсутствии других пробивок в строке (строка 14 *КФ*).

Далее на программноносителе записывается следующая фраза, соответствующая другому участку обработки изделия, и т. д.

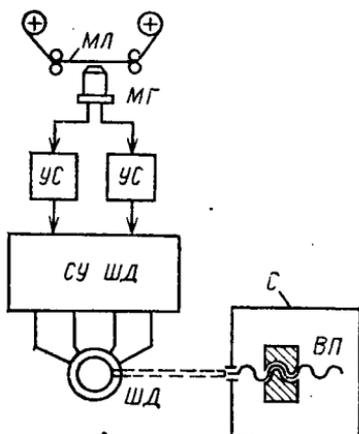
Изготовленный таким образом программноноситель, содержащий программу обработки изделия в закодированном виде, помещается в программное устройство, структурная схема которого представлена на рис. 6.22.

Основными блоками *ПУ* являются: устройство считывания *УС*, устройство декодирования (интерполятор) *УД*, блок управления электроприводом *БУП*. Кроме этих блоков *ПУ* содержит блоки памяти, контроля и различные вспомогательные устройства.

Работа *ПУ* происходит следующим образом. Программноноситель *ПЛ* (в данном случае перфолента) вводится в устройство считывания *УС* (например, фотосчитывающее устройство), которое обеспечивает преобразование закодированной информации в электрические сигналы. Далее эти пока еще закодированные сигналы поступают в устройство декодирования *УД*, которое преобразует (расшифровывает) кодированные электрические сигналы в последовательность импульсов, каждый из которых соответствует перемещению инструмента или изделия на единичный шаг. В таком виде сигналы подаются на блок *БУП*, который вырабатывает сигнал управления электроприводом *Уп*.

Часто оказывается удобным записывать программу (после считывания и декодирования) на магнитную ленту, что позволяет получать большую плотность записи программы и производить операции считывания.

Рис. 6.23. Структурная схема разомкнутой системы ЧПУ с шаговым двигателем



вания и декодирования на отдельно расположенных от станка устройствах. Запись на магнитную ленту производится в несколько дорожек, часть из которых содержит информацию о перемещениях по координатам, другая часть — о направлении движения, режимах резания, применяемых инструментах и т. д.

Информация на магнитной ленте записывается в виде так называемого унитарного кода, т. е. непрерывной последовательности импульсов управления, обеспечивающих перемещение исполнительного органа станка в соответствии с количеством поступающих импульсов.

Наиболее простые системы ЧПУ реализуются на основе разомкнутого шагового электропривода, который органически сочетается с числовыми программными устройствами. На рис. 6.23 показана структурная схема системы ЧПУ с шаговым двигателем, с помощью которого может осуществляться, например, перемещение стола фрезерного станка по одной координате.

Программа перемещения стола, записанная на магнитную ленту *МЛ* в виде последовательности единичных импульсов (что соответствует унитарному коду), считывается с помощью магнитной головки *МГ*. В зависимости от требуемого направления движения импульсы направляются по одному из каналов и после усиления в блоках *УС* поступают на вход схемы управления шаговым двигателем *СУ ШД*. Двигатель обрабатывает командные импульсы и через механическую винтовую передачу *ВП* перемещает стол *С*. Общее число импульсов определяет значение, а их частота — скорость перемещения стола. Для перемещения стола по другой координате используется аналогичный электропривод.

На рис. 6.24 приведена структурная схема аналоговой системы ЧПУ с обратной связью. Программа вводится в систему также с помощью магнитной ленты *МЛ* и считывается магнитной головкой *МГ*. Далее после усиления в усилителе *1* импульсы поступают на один из входов реверсивного счетчика *2*. На другой вход этого счетчика через дискриминатор (определитель направления движения) *3* поступают сигналы от импульсного датчика *4* положения инструмента (изделия) по данной координате (на рис. 6.24 по координате *X*). В каждый момент времени

число, записанное в счетчике 2, представляет собой сигнал рассогласования между действительным положением инструмента (детали) и заданным по программе. Если это число отлично от нуля (т. е. рассогласование имеется), то оно с помощью дешифратора 5 преобразуется в напряжение постоянного тока соответствующего значения и полярности, которое и является входным, управляющим сигналом для системы электропривода.

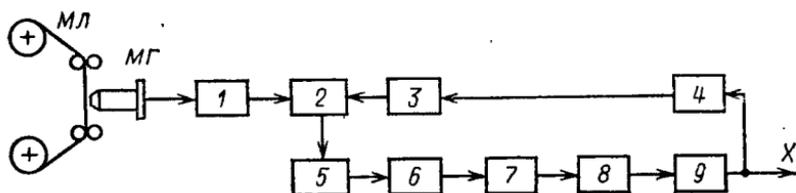


Рис. 6.24. Структурная схема замкнутой системы ЧПУ

Чаще всего в таких системах используется электропривод постоянного тока, включающий в себя промежуточный усилитель 6, реверсивный тиристорный преобразователь 7, малоинерционный двигатель 8 постоянного тока, например с гладким якорем и механическую передачу 9.

Основными достоинствами систем ЧПУ, кроме уже отмеченных ранее, являются высокая точность, помехозащищенность и возможность реализации законов управления электропривода большой сложности.

6.9. ЭЛЕКТРОПРИВОД С АДАПТИВНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

До сих пор рассматривались системы электропривода, для которых считались полностью известными и определенными все характеристики исполнительных органов рабочих машин и возмущения, на них действующие. Вместе с тем в ряде случаев эти характеристики и возмущения могут изменяться с течением времени в самых широких пределах и непредвиденным образом. Кроме того, имеются такие рабочие машины и производственные механизмы, характеристики которых заранее практически неизвестны или не могут быть достаточно просто определены.

В этих случаях для обеспечения качественного технологического процесса рабочей машины необходимо автоматически в процессе работы пополнять информацию о реальном его ходе и поступающих возмущениях с целью коррекции (дополнительной настройки) работы электропривода. Эта коррекция достигается путем изменения параметров или структуры системы управления электропривода или закона управления, ею вырабатываемого.

Электропривод, в котором способ функционирования системы управления автоматически и целенаправленным образом изменяется для осуществления наилучшего хода технологического процесса рабочей машины, называется электроприводом с адаптивным или самоприспосабливающимся управлением. Другими словами, электропривод с адаптивным управлением обеспечивает наилучший ход технологического процесса по заданному показателю качества при изменяющихся возмущениях и условиях работы. Автоматическое изменение способа функционирования системы управления электропривода называют адаптацией или самоприспособлением.

Электропривод с адаптивным управлением, в котором целенаправленно изменяются параметры системы управления, называется самонастраиваемым; если изменяются параметры и структура системы управления, то он называется самоорганизующимся; если изменяются параметры, структура и закон управления с использованием опыта функционирования электропривода, то он называется самообучающимся.

Процесс работы электропривода с адаптивным управлением характеризуется решением следующих трех основных задач:

1. Получение информации о ходе технологического процесса и возмущающих воздействиях.
2. Выработка управляющего воздействия.
3. Изменение (настройка) параметров или структуры системы управления электропривода в соответствии с выработанным управляющим воздействием.

Решение этих задач в электроприводах с адаптивным управлением может осуществляться разными способами.

1. Информация о характеристиках технологического процесса и внешних воздействиях на него может быть получена в условиях нормального функционирования рабочей машины и электропривода или путем подачи на вход системы специальных пробных сигналов. Во втором случае необходимо иметь генератор пробных сигналов, например гармонического вида, с помощью которого можно получать частотные характеристики системы. В случае нормального функционирования информация может быть получена измерением внешних воздействий или введением обратной связи по регулируемой величине.

Структурная схема, в которой реализуется первый способ, приведена на рис. 6.25, а. Внешние воздействия f_1, f_2, f_3 , действующие на рабочую машину PM , поступают на вход устройства адаптивного управления $УАУ$. Управляющий сигнал этого устройства действует на систему управления $СУ$ электропривода, вызывая такие изменения ее параметров или структуры, при которых происходит компенсация внешних возмущений за счет соответствующего изменения управляющего воздействия X_y на двигатель M .

Схемы этого вида относительно просты, позволяют быстро реагиро-

вать на измеряемые возмущения, но вместе с тем не позволяют измерять все возможные виды возмущений.

Структурная схема с замкнутой цепью самонастройки (с обратной связью) приведена на рис. 6.25, б. В этой схеме устройство УАУ получает информацию о реальном ходе технологического процесса по зна-

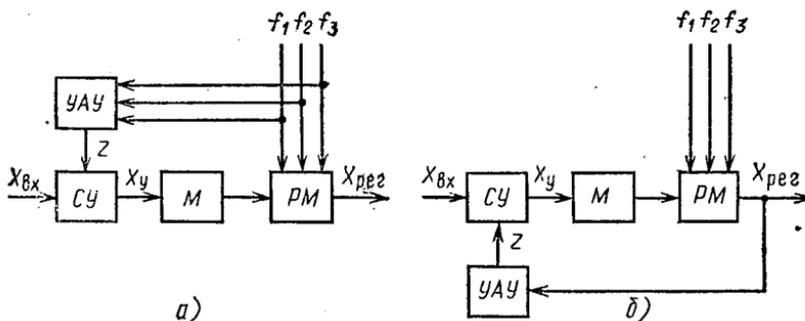


Рис. 6.25. Способы получения информации о ходе технологического процесса:

а — измерением внешних воздействий; б — с помощью обратной связи

чению регулируемой координаты $X_{рег}$ и вырабатывает соответствующий управляющий сигнал для системы управления электроприводом.

В некоторых электроприводах с адаптивным управлением используются оба способа получения информации.

2. Управляющий сигнал на систему управления электропривода формируется по заданному показателю качества технологического процесса, например по наивысшей производительности рабочей машины, минимальной себестоимости обработки изделия на станке и т. д. В общем случае УАУ должно обеспечивать или поддержание этого показателя качества на заданном уровне (системы стабилизации), или получение экстремального его значения (экстремальные системы).

Системы стабилизации чаще всего выполняются с использованием модели технологического процесса. Целью их работы является обеспечение близости характеристик реального технологического процесса рабочей машины и целесообразного (оптимального) процесса, который воспроизводится с помощью модели этого технологического процесса.

В экстремальных системах настройка параметров системы управления осуществляется так, чтобы заданный показатель качества технологического процесса достиг экстремального значения. В настоящее время имеется большое количество экстремальных систем, классификация которых может быть проведена по разным признакам.

По способу получения информации о текущем значении показателя качества экстремальные системы делятся на поисковые и беспописко-

вые. В поисковых системах нахождение показателя качества достигается за счет введения в систему дополнительных поисковых сигналов, а в беспонсковых (аналитических) системах этот показатель рассчитывается аналитически с помощью специального вычислительного устройства.

Поисковые системы по способу поиска, в свою очередь, делятся на системы с автоколебательным и принудительным поиском экстремума. Если поисковые сигналы генерируются самой системой, то она относится к экстремальным системам с автоколебательным поиском экстремума. При использовании специального источника поисковых сигналов экстремальная система относится к системам с принудительным поиском экстремума.

По количеству переменных, от которых зависит показатель качества, экстремальные системы делятся на одномерные и многомерные. Классификация экстремальных систем может быть также выполнена по методам поиска алгоритма нахождения экстремума, среди которых применение нашли метод Гаусса—Зайделя, метод градиента, метод наименьшего спуска и ряд других.

3. Адаптация электропривода осуществляется вследствие изменения коэффициентов усиления, постоянных времени и других параметров звеньев и структуры его системы управления, которое происходит за счет сигнала управления Z .

В качестве примера реализации экстремальной системы рассмотрим электропривод подачи шлифовального станка. Особенностью процесса шлифования деталей на станке является различное, непредсказуемое заранее значение припуска деталей и износ шлифовального круга в процессе обработки деталей. Наилучшая производительность станка достигается при постоянной и максимально допустимой по условиям качества обработки нагрузке на шлифовальный круг. Для этого скорость съема металла должна регулироваться в функции размеров припуска и диаметра. В рассматриваемом примере это достигается путем реализации адаптивного управления электроприводом поперечной подачи станка, структурная схема которого представлена на рис. 6.26.

В состав схемы рис. 6.26 входят электродвигатель M , который через механическую передачу $МП$ приводит во вращение шлифовальный круг $ШК$, обрабатывающий деталь D . Электродвигатель M управляется системой управления $СУ$, в состав которой входят силовой тиристорный преобразователь и промежуточный усилитель сигнала управления $У_у$.

Для измерения усилия поперечной подачи F_y используется датчик усилия $ДУ$, для измерения текущего значения припуска s детали — датчик припуска $ДП$ и для измерения диаметра шлифовального круга — датчик диаметра шлифовального круга $ДДШК$.

Регулируемой величиной системы является усилие поперечной подачи F_y , изменением которого обеспечивается максимально допустимая

нагрузка на шлифовальный круг и тем самым достигается наилучшая производительность станка. Регулирование усилия подачи осуществляется устройством адаптивного управления УАУ в функции двух величин — текущего значения припуска s и относительного изменения диаметра шлифовального круга δ .

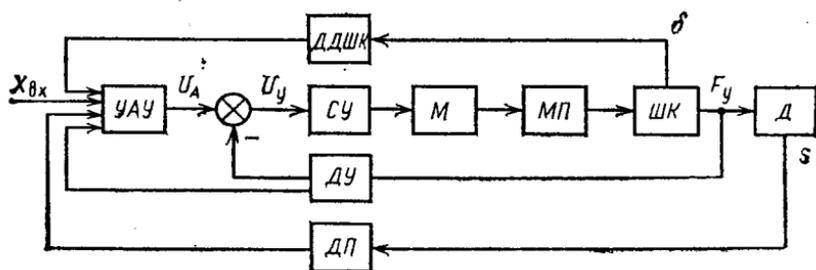


Рис. 6.26. Структурная схема электропривода шлифовального станка с адаптивным управлением

По сравнению с обычными шлифовальными станками, имеющими обычные (не адаптивные) электроприводы, станок с адаптивным управлением электроприводом поперечной подачи обеспечивает повышение производительности примерно на 30 % при соблюдении той же точности обработки деталей.

Глава седьмая

ПОТЕРИ ЭНЕРГИИ И КПД ЭЛЕКТРОПРИВодОВ

7.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Электрический привод в настоящее время является основным потребителем электрической энергии. Поэтому определение основных энергетических показателей работы электроприводов и нахождение способов их повышения имеет большое практическое значение.

К основным энергетическим показателям работы электроприводов относятся потери мощности, энергии, КПД и коэффициент мощности ($\cos \varphi$). В связи с появлением вентильного регулируемого электропривода при оценке энергетических показателей также используется так называемый коэффициент искажения, который определяет степень отличия переменных величин (тока и напряжения) от синусоидальной формы.

Коэффициент мощности как специфический для каждой системы электропривода энергетический показатель рассмотрен в соответствующую

щих главах (§ 3.7, 4.2, 5.2, 6.3). Здесь рассматриваются вопросы определения потерь мощности, энергии и КПД, общие для всех электроприводов.

Энергетические показатели электропривода существенно зависят от режима его работы, характера изменения момента нагрузки и способов регулирования координат. Обычно определение энергетических показателей рассматривается отдельно для нерегулируемого и регулируемого электроприводов при их работе в установившемся и переходном режимах, что позволяет полнее учесть их особенности для отдельных типов электроприводов. В дальнейшем изложении используется именно такая последовательность анализа: вначале рассматривается энергетика нерегулируемого и регулируемого электроприводов в установившемся режиме, а затем в переходном. В каждом разделе после анализа энергетических показателей рассматриваются основные способы их повышения.

7.2. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ НЕРЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА В УСТАНОВИВШЕМСЯ РЕЖИМЕ

В общем случае мощность потерь в нерегулируемом электроприводе складывается из мощности потерь в элементах электропривода, в том числе в двигателе и механической передаче от вала двигателя к исполнительному органу рабочей машины.

Потери мощности в механической передаче $\Delta P_{\text{мех}}$ определяются главным образом трением в движущихся частях и существенно зависят от передаваемого момента.

Потери в механической передаче обычно оцениваются с помощью КПД, значение которого для разных ее видов, а также при разных нагрузках приводятся в справочной литературе, например в [41].

Потери мощности в электродвигателях можно условно разделить на постоянные и переменные, т. е.

$$\Delta P_{\text{дв}} = K + V. \quad (7.1)$$

Под постоянными потерями подразумеваются потери мощности, не зависящие от токов двигателя и определяемые его нагрузкой. К ним относятся потери в стали магнитопровода, механические потери от трения в подшипниках и вентиляционные потери. Для СД, а также для ДПТ независимого возбуждения к постоянным потерям могут быть отнесены потери в обмотках возбуждения.

Строго говоря, постоянные потери в действительности не являются неизменными, а зависят от скорости двигателя, амплитуды и частоты питающего двигатель напряжения. Однако поскольку постоянные потери изменяются незначительно, они обычно принимаются неизменными и равными номинальным постоянным потерям.

Под переменными подразумеваются потери, выделяемые в меди обмоток двигателей при протекании по ним изменяющегося в общем случае тока нагрузки.

Для ДПТ переменные потери мощности выражаются как

$$V = I^2 R_{\text{я}} = I_{\text{ном}}^2 R_{\text{я}} (I/I_{\text{ном}})^2 = V_{\text{ном}} (I/I_{\text{ном}})^2, \quad (7.2)$$

где $V_{\text{ном}} = I_{\text{ном}}^2 R_{\text{я}}$ — номинальные переменные потери мощности.

Для трехфазных АД

$$\begin{aligned} V &= 3I_1^2 R_1 + 3I_2'^2 R_2' = 3I_2'^2 (R_2' + R_1/\sigma^2) \approx \\ &\approx 3I_{2\text{ном}}'^2 (R_2' + R_1/\sigma_{\text{ном}}^2) (I_2'/I_{2\text{ном}}')^2 = V_{\text{ном}} (I_2'/I_{2\text{ном}}'), \quad (7.3) \end{aligned}$$

где $V_{\text{ном}} = 3I_{2\text{ном}}'^2 (R_2' + R_1/\sigma_{\text{ном}}^2)$ — номинальные переменные потери мощности АД; $\sigma_{\text{ном}} = I_{2\text{ном}}'/I_{1\text{ном}} \approx 0,85 \div 0,95$ и $\sigma = I_2'/I_1$ — номинальная и текущая кратности приведенного

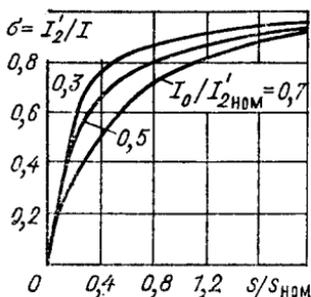


Рис. 7.1. Зависимость отношения приведенного тока ротора и статора АД от скольжения при различных кратностях тока холостого хода

тока ротора и статора; значения σ ориентировочно могут быть найдены в зависимости от скольжения АД по кривым рис. 7.1.

Для СД переменные потери мощности составляют

$$V = 3I_1^2 R_1 = 3I_{\text{ном}}^2 R_1 (I_1/I_{\text{ном}})^2 = V_{\text{ном}} (I_1/I_{\text{ном}})^2. \quad (7.4)$$

Если обозначить кратность тока двигателей через x , т. е. $x = I/I_{\text{ном}}$ для ДПТ, $x = I'_2/I'_{2\text{ном}}$ для АД, $x = I_1/I_{1\text{ном}}$ для СД, то переменные потери мощности различных двигателей будут определяться одним выражением

$$V = V_{\text{ном}} x^2. \quad (7.5)$$

Полные потери мощности в двигателе определяются выражением

$$\Delta P_{\text{дв}} = K + V_{\text{ном}} x^2 = V_{\text{ном}} (\alpha + x^2), \quad (7.6)$$

где $\alpha = K/V_{\text{ном}}$ — коэффициент потерь (для большинства двигателей нормального исполнения в зависимости от мощности и скорости двигателей коэффициент α колеблется в пределах 0,5—2).

Потери мощности при работе двигателя в номинальном режиме ($x=1$) определяются по паспортным данным двигателя следующим образом:

$$\Delta P_{\text{ном}} = P_{\text{ном}} (1 - \eta_{\text{ном}})/\eta_{\text{ном}}. \quad (7.7)$$

Постоянные потери мощности находятся как

$$K = \Delta P_{\text{ном}} - V_{\text{ном}}. \quad (7.8)$$

Потери энергии за время работы двигателя с постоянной нагрузкой определяются произведением мощности потерь на время работы, т. е.

$$\Delta A = \Delta P t_p. \quad (7.9)$$

При работе двигателя с циклически изменяющейся нагрузкой потери энергии будут равны

$$\Delta A = \int_0^{t_{\text{ц}}} \Delta P(t) dt \approx \sum_{i=1}^m \Delta P_i t_i, \quad (7.10)$$

где ΔP_i , t_i — потери мощности и время работы при нагрузке $x_i = I_i/I_{\text{ном}}$; m — число значений нагрузки на отдельных участках цикла; $\sum_{i=1}^m t_i = t_{\text{ц}}$ — время цикла.

Коэффициент полезного действия электродвигателя представляет собой отношение полезной механической мощности на валу к мощности, потребляемой из сети,

$$\eta = P/P_1. \quad (7.11)$$

Если принять при работе на естественной характеристике $x = I/I_{\text{ном}} = P/P_{\text{ном}}$, то для КПД можно записать следующее выражение:

$$\eta = \frac{P}{P_1} = \frac{P}{P + \Delta P_{\text{дв}}} = \frac{x}{x + (V_{\text{ном}}/P_{\text{ном}})(\alpha + x^2)}. \quad (7.12)$$

В номинальном режиме $x=1$ и выражение (7.12) принимает вид

$$\eta_{\text{ном}} = 1/[1 + (V_{\text{ном}}/P_{\text{ном}})(1 + \alpha)]. \quad (7.13)$$

Зависимость КПД от кратности нагрузки x , определяемая формулой (7.12), имеет максимум при

$$x_{\text{опт}} = \sqrt{\alpha}. \quad (7.14)$$

Максимальное значение КПД

$$\eta_{\text{max}} = 1/(1 + 2V_{\text{ном}}\sqrt{\alpha}/P_{\text{ном}}). \quad (7.15)$$

На рис. 7.2, а показан характер изменения КПД в зависимости от кратности нагрузки x . При $\alpha < 1$ максимум КПД имеет место при $x_{\text{опт}} < 1$; при $\alpha = 1$ $x_{\text{опт}} = 1$ и максимальное значение КПД соответствует номинальной нагрузке. Для случая $\alpha > 1$ максимум КПД имеет место при нагрузках, больших номинальной. Отметим, что номинальные значения КПД растут с ростом мощности двигателей. Зависимость номинального КПД от номинальной мощности для двигателей серий А2 и 4А при различных номинальных скоростях приведены на рис. 7.2, б.

Как показывают проведенный анализ и кривые рис. 7.2, наибольшее значение КПД двигателей имеет место в области их номинальной нагрузки. Поэтому при необходимости

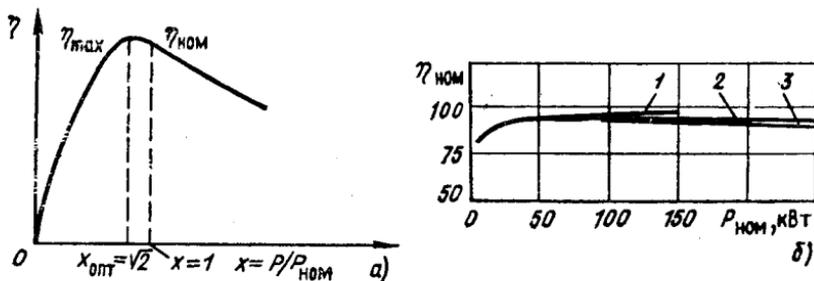


Рис. 7.2. Зависимости КПД от кратности нагрузки двигателя (а) и номинального КПД от номинальной мощности (б) для АД:

1 — АД серии А2; 2 — АД серии 4А; $\omega_0 = 157$ и 105 рад/с; 3 — то же, $\omega_0 = 314$ рад/с

снизить потери энергии и мощности электроприводов следует обеспечивать их полную (номинальную) нагрузку и ограничить их холостой ход. При наличии малозагруженных двигателей целесообразно произвести их замену на двигатели меньших габаритов, мощность которых соответствует реальной мощности нагрузки.

Расчеты показывают, что если средняя нагрузка двигателя составляет менее 45 % его номинальной мощности, то замена его менее мощным всегда целесообразна. При нагрузке двигателей более 70 % номинальной мощности их замена в общем случае оказывается нецелесообразной. При нагрузке двигателей в пределах 45—70 % целесообразность их замены должна быть определена дополнительными расчетами.

Для снижения потребления двигателями переменного тока реактивной мощности и тем самым повышения их коэффициента мощности могут быть осуществлены следующие мероприятия: замена малозагруженных АД двигателями меньшей мощности; понижение напряжения у АД, систематически работающих с малой загрузкой; ограничение холостого хода АД; применение СД вместо АД, когда это возможно по условиям технологического процесса; использование компенсирующих устройств в виде конденсаторов и специальных статических источников реактивной мощности.

7.3. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА В УСТАНОВИВШЕМСЯ РЕЖИМЕ

Определение энергетических показателей работы регулируемых электроприводов является существенно более сложной задачей, чем нерегулируемых. Факторами, усложняющими проведение такого анализа, являются:

1) изменение скорости двигателя, приводящее в общем случае к изменению постоянных потерь K в двигателе. Особенно существенно постоянные потери изменяются при регулировании тока возбуждения ДПТ независимого возбуждения и СД;

2) наличие силового преобразователя в системе электропривода П—Д, вследствие чего определению подлежат дополнительные потери мощности и энергии в преобразователе;

3) регулируемый электропривод постоянного тока, выполненный по системе П—Д с питанием от сети перемен-

ного тока, является потребителем реактивной мощности и, кроме того, вносит определенные искажения в синусоидальную форму кривых напряжения и тока сети. В связи с этим для данной системы должны быть определены коэффициенты мощности и искажения;

4) разнообразие способов регулирования скорости двигателей, каждый из которых характеризуется своими энергетическими показателями. Так, по критерию значений потерь мощности и энергии способы регулирования скорости могут быть разделены на экономичные, которые характеризуются малыми потерями, и неэкономичные, при использовании которых потери мощности и энергии могут оказаться существенными. К экономичным способам относятся, например, частотное регулирование скорости АД, регулирование скорости АД в каскадных схемах, регулирование скорости ДПТ независимого возбуждения с помощью управляемых преобразователей.

а) Регулируемый электропривод с ДПТ независимого возбуждения

Постоянные потери ДПТ независимого возбуждения складываются из потерь в цепи возбуждения K_v , механических K_m и потерь в стали K_c . Последние две составляющие могут быть определены по приближенной формуле:

$$K_m + K_c \approx (K_m + K_c)_{\text{ном}} (\omega/\omega_{\text{ном}})^2, \quad (7.16)$$

где $(K_m + K_c)_{\text{ном}}$ — потери механические и в стали при номинальной скорости ДПТ.

Переменные потери в якорной цепи ДПТ

$$V = I^2 R_{\text{я}} = M (\omega_{0,p} - \omega), \quad (7.17)$$

где $\omega_{0,p}$ — скорость идеального холостого хода двигателя при его работе на регулировочной (искусственной) характеристике; $R_{\text{я}}$ — активное сопротивление якорной цепи.

При регулировании скорости ДПТ независимого возбуждения реостатным способом переменные потери растут пропорционально относительному перепаду скорости $\delta = (\omega_0 - \omega)/\omega_0$ и суммарные потери в якорной цепи ДПТ определяются выражением

$$\Delta P_{\text{дв}} = K_v + (K_m + K_c)_{\text{ном}} (\omega/\omega_{\text{ном}})^2 + M (\omega_{0,p} - \omega). \quad (7.18)$$

При регулировании скорости ДПТ независимого возбуждения изменением напряжения на его якоре с помощью управляемого преобразователя определению подлежат по-

тери мощности в ДПТ и преобразователе, а также коэффициенты мощности и искажения.

Для статического полупроводникового преобразователя постоянные потери K_n определяются главным образом потерями в стали силового трансформатора и реакторов. Эти потери остаются практически неизменными во всех режимах работы электропривода и равными номинальным постоянным потерям, т. е.

$$K_n = K_{n,ном} \approx \text{const.} \quad (7.19)$$

Переменные потери преобразователя V_n определяются потерями в меди обмоток силового трансформатора, реакторов и вентиляей

$$V_n = 3I_1^2 R_1 + 3I_2^2 R_2 + \Delta P_p + \Delta P_{\text{вент}}, \quad (7.20)$$

где I_1, I_2 — первичный и вторичный токи трансформатора.

Выражение (7.20) после некоторых преобразований можно записать в виде

$$V_n \approx (\Delta P_{к.з} + \Delta P_{р,ном}) (I/I_{ном})^2 + \Delta P_{\text{вент.ном}} I/I_{ном}, \quad (7.21)$$

где $\Delta P_{к.з}$ — потери трансформатора в опыте короткого замыкания; $\Delta P_{р,ном}, \Delta P_{\text{вент.ном}}$ — потери при номинальном токе в реакторе и вентиляях.

При регулировании скорости ДПТ изменением напряжения при постоянном моменте нагрузки $M_c = \text{const} = M_{ном}$ ток якоря остается неизменным и равным номинальному, в соответствии с чем будут неизменны и равны номинальным и переменные потери, т. е. $V = V_{ном} = \text{const}$. Постоянные потери мощности при данном способе регулирования определяются формулой (7.16).

Если регулирование скорости ДПТ происходит при условии равенства времени его работы на каждой скорости в диапазоне D , а также при одинаковой разности скоростей на соседних регулировочных характеристиках, то КПД такого регулировочного цикла $\eta_{р,ц}$ может быть определен по следующей формуле, вывод которой здесь опускается:

$$\eta_{р,ц} = \eta_{ном} (D + 1)/(2D). \quad (7.22)$$

б) Регулируемый электропривод с АД

Для АД к постоянным потерям относятся механические потери K_m , потери в стали статора $K_{с1}$ и ротора $K_{с2}$ и потери в меди обмотки статора от намагничивающего тока I_μ

$$K = K_m + K_{с1} + K_{с2} + 3I_\mu^2 R_1. \quad (7.23)$$

Без большой ошибки для определения механических потерь можно воспользоваться следующей приближенной формулой:

$$K_M \approx K_{M, \text{ном}} (\omega / \omega_{\text{ном}})^2, \quad (7.24)$$

где $K_{M, \text{ном}}$ — механические потери при номинальной скорости.

Потери в стали от вихревых токов и гистерезиса пропорциональны квадрату амплитуды индукции B_{max}^2 и частоте в степени 1,3. Принимая, что при регулировании скорости справедливо

$$B_{\text{max}} / B_{\text{maxном}} = E_1 / E_{1\text{ном}} \approx U / U_{\text{ном}}, \quad (7.25)$$

а также считая, что объемы стали ротора и статора одинаковы, можно получить следующее общее выражение для суммарных потерь в стали АД:

$$\begin{aligned} K_c = K_{c1} + K_{c2} &\approx K_{c1\text{ном}} (U / U_{\text{ном}})^2 (f_1 / f_{1\text{ном}})^{1,3} + \\ &+ K_{c1\text{ном}} (U / U_{\text{ном}})^2 (f_1 s / f_{1\text{ном}})^{1,3} = K_{c1\text{ном}} (U / U_{\text{ном}})^2 \times \\ &\times (f_1 / f_{1\text{ном}})^{1,3} (1 + s^{1,3}), \end{aligned} \quad (7.26)$$

где $K_{c1\text{ном}}$ — потери в стали статора при номинальных частоте $f_{1\text{ном}}$ и напряжении питания $U_{\text{ном}}$.

При реостатном способе регулирования $U = U_{\text{ном}}$, $f_1 = f_{1\text{ном}}$ и выражение (7.26) принимает вид

$$K_c \approx K_{c1\text{ном}} (1 + s^{1,3}). \quad (7.26a)$$

Если принять, что с уменьшением скорости увеличение потерь в стали компенсируется уменьшением механических потерь, то постоянные потери могут быть приняты неизменными и равными номинальным потерям

$$K = K_{M, \text{ном}} + K_{c1\text{ном}} + 3I_\mu^2 R_1 \approx \text{const}. \quad (7.27)$$

Переменные потери мощности при этом способе регулирования скорости определяются выражением (7.3), которое, будучи записанным через механические величины, имеет вид

$$V = V_2 + V_1 = M\omega_0 s + M\omega_0 s R_1' / R_2', \quad (7.28)$$

где R_2' — приведенное сопротивление роторной цепи; V_1 , V_2 — переменные потери в цепях статора и ротора.

Для «вентиляторного» характера изменения момента нагрузки от скорости вида

$$M_c = M_{\text{НОМ}} (\omega/\omega_{\text{НОМ}})^2 \quad (7.29)$$

потери в роторной цепи АД определяются следующей зависимостью от скорости:

$$V_2 = M_{\text{НОМ}} (\omega/\omega_{\text{НОМ}})^2 (\omega_0 - \omega). \quad (7.30)$$

Эта зависимость $V_2(\omega)$ имеет экстремум при $\omega_{\text{max}} = 2\omega_0/3$. Величина потерь в роторной цепи при данной скорости имеет максимальное значение

$$V_{2\text{max}} = \frac{4}{27} M_{\text{НОМ}} \omega_0 (\omega_0/\omega_{\text{НОМ}})^2. \quad (7.31)$$

При частотном способе регулирования скорости АД рабочее скольжение двигателя остается небольшим во всем диапазоне регулирования скорости. Тогда потерями в стали ротора из-за малой частоты можно пренебречь и выражение (7.26) при законе регулирования $U/f_1 = \text{const}$ принимает вид

$$K_c \approx K_{c\text{НОМ}} (U/f_1)^2 f_1^{3.3} / U_{\text{НОМ}}^2 f_{\text{НОМ}}^{1.3} = K_{c\text{НОМ}} (f_1/f_{\text{НОМ}})^{3.3}. \quad (7.32)$$

Если регулирование скорости частотным способом осуществляется при $M_c = M_{\text{НОМ}} = \text{const}$, то перепад скорости $\Delta\omega = \omega_0 s \approx \omega_0 s_{\text{НОМ}}$ и полные переменные потери, определяемые выражением (7.28), остаются неизменными

$$V = V_{\text{НОМ}} = M_{\text{НОМ}} \omega_0 s_{\text{НОМ}} (1 + R_1/R_2') = \text{const}. \quad (7.33)$$

7.4. ПОТЕРИ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ В ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССАХ ЭЛЕКТРОПРИВОДА И СПОСОБЫ ИХ СНИЖЕНИЯ

Определение энергетических показателей работы электропривода для переходных режимов является не менее важной задачей, чем для установившегося режима. Определяется это в первую очередь тем, что в переходных режимах протекающие по обмоткам двигателя токи существенно превышают номинальные значения и вызывают повышенные потери энергии, а тем самым дополнительный нагрев двигателя.

Особенно большое значение определение потерь электроэнергии в переходных процессах имеет для электроприводов, у которых динамический режим является основным. К таким электроприводам относятся, например, электро-

приводы прокатных станков, подъемных кранов, строгальных станков и т. д.

В общем случае потери энергии за время переходного процесса могут быть определены с помощью следующего выражения:

$$\Delta A = \int_0^{t_{п,п}} \Delta P dt = \int_0^{t_{п,п}} (K + V) dt = \int_0^{t_{п,п}} K dt + \int_0^{t_{п,п}} V dt = \Delta A_K + \Delta A_V, \quad (7.34)$$

где ΔA_K и ΔA_V — потери энергии, обусловленные соответственно постоянными и переменными потерями мощности.

Составляющая потеря энергии ΔA_K легко может быть найдена в том случае, когда постоянные потери мощности K не изменяются за время переходного процесса. В этом случае

$$\Delta A_K = \int_0^{t_{п,п}} K dt = K t_{п,п}. \quad (7.35)$$

Составляющая потеря энергии ΔA_V может быть найдена при использовании формул (7.2)–(7.4), выражающих переменные потери мощности через электрические величины — ток и сопротивление,

$$\Delta A_V = \int_0^{t_{п,п}} i^2(t) R dt = \int_0^{t_{п,п}} V dt. \quad (7.36)$$

Использование выражения (7.36) для определения составляющих ΔA_V во многих случаях оказывается затруднительным из-за того, что необходимо знать закон изменения токов двигателя в переходном процессе $i(t)$, а также располагать данными об изменении R . Так как часто зависимость $i(t)$ не выражается аналитически, а в переходных процессах R изменяется, то точное вычисление интеграла (7.36) оказывается затруднительным.

Более удобные расчетные соотношения для определения ΔA_V получаются в том случае, если переменные потери мощности V выражаются через механические величины. Именно такие выражения обычно используются для определения потерь электроэнергии в переходных процессах.

а) Потери энергии при работе нерегулируемых электроприводов без нагрузки ($M_c=0$)

Потери мощности в якоре ДПТ выражаются следующей общей формулой:

$$V_2 = M\omega_0 - M\omega = M\omega_0 \delta, \quad (7.37)$$

где $\delta = (\omega_0 - \omega) / \omega_0$ — относительный перепад скорости ДПТ.

Потери энергии согласно (7.36) выразятся как

$$\Delta A_{20} = \int_0^{t_{п,п}} V_2 dt = \int_0^{t_{п,п}} M\omega_0 \delta dt. \quad (7.38)$$

Исключим из (7.38) время как переменную величину, воспользовавшись для этого уравнением механического движения. Из (1.11) при $M_c=0$ следует

$$dt = J d\omega / M = -J\omega_0 ds / M. \quad (7.39)$$

Заменим в (7.38) dt согласно (7.39), изменив одновременно пределы интегрирования. Моменту времени $t=0$ будет соответствовать $\delta = \delta_{нач}$, а времени $t_{п,п} — \delta = \delta_{кон}$. Тогда

$$\Delta A_{20} = \int_{\delta_{нач}}^{\delta_{кон}} -J\omega_0^2 \delta d\delta = \frac{J\omega_0^2}{2} (\delta_{нач}^2 - \delta_{кон}^2). \quad (7.40)$$

Полученное выражение (7.40) удобно для определения потерь энергии, так как при пользовании им не требуются зависимости изменения координат электропривода во времени, а необходимо лишь знание параметров J , ω_0 и значений $\delta_{нач}$ и $\delta_{кон}$.

Определим с помощью (7.40) потери энергии при пуске, реверсе и торможении двигателей.

При пуске двигателей холостую $\omega_{нач} = 0$ и $\omega_{кон} = \omega_0$, тогда $\delta_{нач} = 1$, $\delta_{кон} = 0$, в соответствии с чем потери при пуске составят

$$\Delta A_{20}^п = J\omega_0^2 / 2. \quad (7.41)$$

Важно отметить, что численно потери энергии равны запасу кинетической энергии, которая будет запасена к концу пуска в движущихся механических частях электропривода.

При динамическом торможении потери энергии также определяются выражением (7.41), т. е. $\Delta A_{20}^п = \Delta A_{20}^т$. При

динамическом торможении весь запас кинетической энергии превращается в потери энергии, выделяемые в двигателе в виде тепла.

При торможении противовключением $\omega_{\text{нач}} = \omega_0$ и $\omega_{\text{кон}} = 0$, тогда $\delta_{\text{нач}} = 2$, $\delta_{\text{кон}} = 1$, при этом потери энергии определяются формулой

$$\Delta A_{20}^{\tau, \text{п}} = 3J\omega_0^2/2, \quad (7.42)$$

т. е. они равны тройному запасу кинетической энергии электропривода. Потери энергии при торможении противовключением существенно (в 3 раза) превышают потери динамического торможения.

При реверсе $\omega_{\text{нач}} = -\omega_0$ и $\omega_{\text{кон}} = \omega_0$, тогда $\delta_{\text{нач}} = 2$, $\delta_{\text{кон}} = 0$ и потери энергии составят

$$\Delta A_{20}^{\text{р}} = 4J\omega_0^2/2, \quad (7.43)$$

т.е. будут равны сумме потерь при торможении противовключением и пуске.

Потери энергии, определяемые выражением (7.41), являются для ДПТ полными потерями, которые определяются переменными потерями мощности, т. е. $\Delta A_2 = \Delta A_V$.

Потери мощности в роторной цепи АД

$$V_2 = M\omega_0 s \quad (7.44)$$

выражаются так же, как и для цепи якоря ДПТ независимого возбуждения [см. (7.37)], поэтому при $M_c = 0$ потери энергии в роторной цепи представляются аналогично (7.40)

$$\Delta A_{20} = \frac{J\omega_0^2}{2} (s_{\text{нач}}^2 - s_{\text{кон}}^2). \quad (7.45)$$

При пуске, противовключении и реверсе АД значения ΔA_{20} определяются согласно (7.41) — (7.43).

Для определения потерь энергии в статоре АД выразим потери мощности в обмотке статора следующим образом:

$$\Delta P_1 = 3I_1^2 R_1 \approx 3I_2'^2 R_1 = 3I_2'^2 R_2' R_1/R_2' = \Delta P_2 R_1/R_2', \quad (7.46)$$

откуда следует, что

$$\Delta A_{10} \approx \Delta A_{20} R_1/R_2'. \quad (7.47)$$

Полные потери энергии в АД составят

$$\Delta A_{\text{св}} = \Delta A_{10} + \Delta A_{20} = J\omega_0^2 (1 + R_1/R_2') (s_{\text{нач}}^2 - s_{\text{кон}}^2)/2. \quad (7.48)$$

Существенно отметить, что потери в роторе АД не зависят от его сопротивления, в то время как потери в статоре АД обратно пропорциональны этой величине.

б) Потери энергии при работе нерегулируемых электроприводов с нагрузкой ($M_c \neq 0$)

Для определения потерь энергии при работе электропривода под нагрузкой воспользуемся формулой (7.38), в которой выразим момент двигателя через момент нагрузки M_c и динамический момент,

$$\begin{aligned} \Delta A_{2н} &= \int_0^{t_{п.п}} M(\omega_0 - \omega) dt = \int_0^{t_{п.п}} \left(M_c + J \frac{d\omega}{dt} \right) (\omega_0 - \omega) dt = \\ &= \int_0^{t_{п.п}} M_c (\omega_0 - \omega) dt + \int_{\omega_{нач}}^{\omega_{кон}} J (\omega_0 - \omega) d\omega = \int_0^{t_{п.п}} M_c (\omega_0 - \omega) dt + \\ &\quad + J \omega_J^2 (s_{нач}^2 - s_{кон}^2) / 2. \end{aligned} \quad (7.49)$$

В общем виде решение (7.49) затруднено, так как момент нагрузки M_c и скорость ω могут быть сложными, в том числе и нелинейными функциями времени. Поэтому ограничимся рассмотрением случая $M_c = \text{const}$, при этом (7.49) принимает вид

$$\begin{aligned} \Delta A_{2н} &= J \omega_J^2 (s_{нач}^2 - s_{кон}^2) / 2 + M_c \omega_0 t_{п.п} - M_c \int_0^{t_{п.п}} \omega dt = \\ &= \Delta A_{20} + M_c \omega_0 t_{п.п} - M_c \int_0^{t_{п.п}} \omega dt. \end{aligned} \quad (7.50)$$

Первый член правой части выражения (7.50) представляет собой потери энергии при $M_c = 0$, а второй и третий члены определяют потери энергии, вызванные наличием момента нагрузки M_c . Для определения $\Delta A_{2н}$ необходимо знать аналитическое выражение для изменения скорости во времени, это позволит точно найти значение интеграла в правой части уравнения (7.50).

Если аналитическое выражение $\omega(t)$ очень сложное или оно вообще не существует, то для определения интеграла используется графоаналитический метод, что в качестве

примера иллюстрирует рис. 7.3. Очевидно, что интеграл $\int_0^{t_{п,п}} \omega dt$ представляет собой площадь, ограниченную кривой $\omega(t)$, осью времени и вертикальной линией с абсциссой $t=t_{п,п}$. Из рис. 7.3 также следует, что заштрихованная на рисунке площадь

$$F_{п} = \omega_0 t_{п,п} - \int_0^{t_{п,п}} \omega dt, \quad (7.51)$$

что позволяет записать (7.50) в виде

$$\Delta A_{2н} = \Delta A_{20} + M_c F_{п}. \quad (7.52)$$

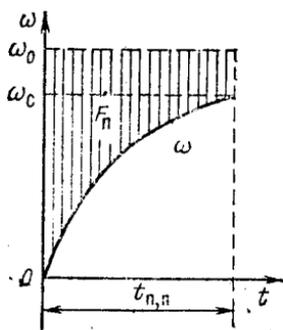


Рис. 7.3. К определению потерь энергии в электроприводе при наличии нагрузки

Таким образом, для нахождения потерь энергии в роторе АД и якоре ДПТ при $M_c = \text{const}$ следует определить потери энергии при $M_c = 0$, выполнить построение зависимости $\omega(t)$ и, найдя площадь $F_{п}$, определить вторую составляющую потерь в выражении (7.52). Для определения потерь в статоре $\Delta A_{1н}$ АД найденные по (7.52) потери в роторе умножаются на отношение сопротивлений цепей статора и ротора, т. е.

$$\Delta A_{1н} = \Delta A_{2н} R_1/R_2', \quad (7.53)$$

после чего определяются суммарные потери в АД

$$\Delta A_{н} = \Delta A_{1н} + \Delta A_{2н}. \quad (7.54)$$

Для оценочных расчетов иногда оказывается допустимым дальнейшее упрощение расчета потерь энергии. Для этого считают, что момент двигателя в переходных процессах не изменяется и равен некоторому среднему моменту $M_{ср}$, при котором продолжительность переходных процессов остается той же самой, что и при реальном изменении момента двигателя. В этом случае для получения расчетной формулы удобно воспользоваться выражением (7.38), в котором дифференциал времени определяется выражением

$$dt = -J \omega_0 ds / (M \mp M_c), \quad (7.55)$$

где знак « $-$ » соответствует процессу пуска, а знак « $+$ » — процессу торможения двигателя. Подстановка (7.55) в

(7.38) с одновременной заменой пределов интегрирования и подстановкой $M = M_{\text{ср}}$ приводит к следующему выражению:

$$\begin{aligned} \Delta A_{2\text{н}} &= \int_{s_{\text{нач}}}^{s_{\text{кон}}} - \frac{M_{\text{ср}} J \omega_0 s ds}{M_{\text{ср}} \mp M_{\text{с}}} = \frac{M_{\text{ср}}}{(M_{\text{ср}} \mp M_{\text{с}})} \frac{J \omega_0^2}{2} (s_{\text{нач}}^2 - s_{\text{кон}}^2) = \\ &= \frac{M_{\text{ср}}}{M_{\text{ср}} \mp M_{\text{с}}} \Delta A_{2\text{о}}, \end{aligned} \quad (7.56)$$

где $M_{\text{ср}}$ — средний, неизменный за время переходного процесса момент двигателя.

Выражение (7.56) определяет потери энергии в переходных процессах в роторе АД и якоре ДПТ. Для определения потерь в статоре $\Delta A_{1\text{н}}$ и полных потерь в АД $\Delta A_{\text{н}}$ должны быть использованы формулы (7.53) и (7.54).

Отметим, что в соответствии с (7.56) выделяемые в двигателе потери энергии при его работе при реактивной нагрузке по сравнению с потерями при работе вхолостую увеличиваются в режиме пуска и уменьшаются в режиме торможения [знак «—» в (7.56)]. Это объясняется тем, что при торможении часть запасенной кинетической энергии расходуется на преодоление момента нагрузки, в соответствии с чем в двигателе выделится в виде потерь уже только часть всей кинетической энергии.

в) Снижение потерь электроэнергии в переходных процессах

Определение путей снижения потерь электроэнергии в переходных процессах имеет важное значение, особенно для электроприводов, для которых переходные процессы составляют существенную часть общего цикла их работы.

Анализ полученных соотношений, в частности (7.40), определяет два основных способа снижения потерь электроэнергии в переходных процессах: 1) уменьшение момента инерции электропривода J ; 2) регулирование в переходных процессах скорости идеального холостого хода двигателей ω_0 .

Уменьшение J электропривода возможно за счет снижения момента инерции применяемых электродвигателей, что может быть реализовано двумя путями. Первый из них связан с применением малоинерционных электродвигателей, имеющих пониженный момент инерции якоря или ро-

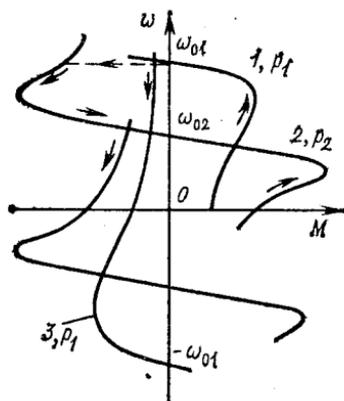


Рис. 7.4. К определению потерь энергии при переходных процессах двухскоростного АД

тора. К таким двигателям относятся двигатели с повышенным отношением длины якоря (ротора) к его диаметру.

Снижение момента инерции электропривода может быть достигнуто также и вследствие рационального конструирования механической передачи путем выбора оптимального передаточного числа редуктора, рациональных

размеров и форм элементов механической передачи и конструктивных материалов.

Второй путь связан с заменой, где это возможно по конструктивным соображениям, одного двигателя двумя, имеющими половинную номинальную мощность заменяемого двигателя. Расчеты показывают, что суммарный момент инерции двух двигателей половинной мощности оказывается меньше момента инерции одного двигателя на полную мощность.

Регулирование скорости идеального холостого хода может обеспечиваться для ДПТ при изменении напряжения на якоре в системе П—Д, а для АД — изменением частоты питающего напряжения в системе ПЧ—АД или числа пар полюсов. Определение потерь энергии в переходных процессах в системах П—Д и ПЧ—АД рассматривается далее, здесь же остановимся на снижении потерь в электроприводе с многоскоростным АД.

В качестве примера рассмотрим потери электроэнергии в роторе двухскоростного АД при пуске на высокую скорость и торможении с высокой скорости вхолостую (рис. 7.4).

Пуск АД на высокую скорость (характеристика 1 на рис. 7.4) возможен двумя способами: включением обмотки статора сразу на число полюсов p_1 (прямой пуск) или включением обмотки статора вначале на число полюсов $p_2 = 2p_1$ (характеристика 2), а затем переключением обмотки статора на число полюсов p_1 (ступенчатый пуск):

Потери энергии в роторе АД при прямом пуске $\Delta A_{2п}$ на

характеристику I в соответствии с (7.45) с учетом $s_{\text{нач}}=1$, $s_{\text{кон}}=0$ определяются по формуле

$$\Delta A_{2п} = J \omega_{\text{д1}}^2 (s_{\text{нач}}^2 - s_{\text{кон}}^2) / 2 = J \omega_{\text{д1}}^2 / 2. \quad (7.57)$$

Потери энергии при ступенчатом пуске ΔA_{20} при разбеге АД по характеристике 2 (первая ступень пуска) с учетом $s_{\text{нач}}=1$, $s_{\text{кон}}=0$ и $\omega_{02}=\omega_{01}/2$

$$\Delta A_{2с1} = J \omega_{\text{д2}}^2 (s_{\text{нач}}^2 - s_{\text{кон}}^2) / 2 = J \omega_{\text{д2}}^2 / 2 = J \omega_{\text{д1}}^2 / 8, \quad (7.58)$$

а при разбеге АД по характеристике I (вторая ступень пуска) с учетом $s_{\text{нач}}=0,5$; $s_{\text{кон}}=0$

$$\Delta A_{2с2} = J \omega_{\text{д1}}^2 (s_{\text{нач}}^2 - s_{\text{кон}}^2) / 2 = J \omega_{\text{д1}}^2 / 8;$$

суммарные потери при ступенчатом пуске

$$\Delta A_{2с} = \Delta A_{2с1} + \Delta A_{2с2} = J \omega_{\text{д1}}^2 / 4. \quad (7.59)$$

Сопоставление потерь при прямом (7.57) и ступенчатом (7.59) пусках показывает, что при ступенчатом пуске произошло снижение в 2 раза потерь электроэнергии, т. е. $\Delta A_{2с}=0,5 \Delta A_{2п}$. Таким образом, за счет изменения в переходном процессе скорости холостого хода произошло снижение потерь энергии в роторе АД. Отметим, что снижение потерь энергии в роторе вызовет и снижение потерь в статоре.

В общем случае, если скорость идеального холостого хода в переходном процессе имеет n ступеней регулирования, потери энергии в роторе уменьшатся в n раз

$$\Delta A_2 = J \omega_{\text{д}n}^2 / (2n), \quad (7.60)$$

где ω_{0n} — максимальная скорость идеального холостого хода двигателя, соответствующая последней ступени.

Сокращаются потери в многоскоростном АД и при осуществлении его ступенчатого торможения с высокой скорости. Обратимся вновь к характеристикам двухскоростного АД на рис. 7.4. При торможении противовключением двигатель с характеристики I переходит на характеристику 3, соответствующую тому же числу пар полюсов двигателя p_1 , но измененному порядку чередования фаз напряжения на статоре. Потери энергии в роторе за время торможения до нулевой скорости составят

$$\Delta A_{2п} = 3 J \omega_{01}^2 / 2. \quad (7.61)$$

При ступенчатом торможении АД путем изменения числа пар полюсов с p_1 на $p_2=2p_1$ вначале переводится на характеристику 2, где до скорости ω_{02} тормозится с отда-

чей энергии в сеть. Потери энергии на этом этапе составят ($s_{\text{нач}} = -1$, $s_{\text{кон}} = 0$)

$$\Delta A_{2c1} = J \omega_{j2}^2 (s_{\text{кон}}^2 - s_{\text{нач}}^2) / 2 = J \omega_{j2}^2 / 2 = J \omega_{j1}^2 / 8.$$

На втором этапе путем изменения чередования фаз при том же числе пар полюсов осуществляется торможение противовключением, потери при котором составят ($s_{\text{нач}} = 2$, $s_{\text{кон}} = 1$, $\omega_{02} = \omega_{01} / 2$)

$$\Delta A_{2c2} = J \omega_{02}^2 (s_{\text{кон}}^2 - s_{\text{нач}}^2) / 2 = 3J \omega_{j2}^2 / 2 = 3J \omega_{j1}^2 / 8. \quad (7.62)$$

Суммарные потери при ступенчатом торможении

$$\Delta A_{2c} = \Delta A_{2c1} + \Delta A_{2c2} = J \omega_{j1}^2 / 2, \quad (7.63)$$

т. е. в 3 раза меньше, чем при прямом торможении. Пропорционально этому уменьшатся потери в статоре и суммарные потери в АД.

г) Потери энергии в регулируемом электроприводе в переходных процессах

Рассмотрим вопрос определения потерь энергии при переходных процессах в системе управляемый преобразователь — двигатель, которая является основной системой регулируемого электропривода переменного и постоянного тока. К ней относятся системы управляемый выпрямитель — двигатель постоянного тока (П—Д) и преобразователь частоты — асинхронный двигатель (ПЧ—АД).

Важной особенностью работы системы П—Д является возможность существенного сокращения потерь энергии в переходных процессах. Это может быть достигнуто путем плавного изменения в переходных процессах скорости идеального холостого хода двигателей, что достигается соответствующим изменением напряжения или частоты с помощью управляемых преобразователей.

Рассмотрим вначале случай линейного изменения во времени скорости идеального холостого хода. Переходные процессы для этого случая, рассмотренные в § 3.13, разбиваются на два этапа. На первом из них в пределах отрезка времени $0 < t < t_0$ скорость идеального холостого хода меняется по линейному закону

$$\omega_n = \varepsilon t + \omega_{\text{нач}}, \quad (7.64)$$

а скорость и момент двигателя — в соответствии с выражениями (3.135) и (3.136). На втором этапе при $t > t_0$ $\omega_0 =$

$= \text{const}$, в этом случае скорость и момент изменяются согласно выражениям (1.37) и (1.38).

Соответственно этому потери энергии во время переходного процесса могут быть найдены в виде суммы двух составляющих, которые могут быть определены для каждого из этапов.

Потери энергии в якоре ДПТ и роторе АД на первом этапе переходного процесса могут быть получены с помощью (7.38) с учетом (3.135) и (3.136)

$$\Delta A_{2н}^I = \int_0^{t_0} M(\omega_0 - \omega) dt = \int_0^{t_0} (A + Be^{-t/T_M}) [\omega_0 - \omega_{нач} e^{-t/T_M} - \varepsilon t - c(1 - e^{-t/T_M})] dt, \quad (7.65)$$

где $A = M_c + J\varepsilon$; $B = J(\omega_{0нач} - \omega_{нач} - T_M\varepsilon - \Delta\omega_c)/T_M$; $C = (\omega_{0нач} - \Delta\omega_c - T_M\varepsilon)$; $\Delta\omega_c = M_c/\beta$; β — жесткость характеристики двигателя; t_0 — продолжительность первого этапа (линейное изменение ω_0).

Для вычисления интеграла (7.65) необходимо знать зависимость момента нагрузки M_c от скорости или времени. Для случая $M_c = \text{const}$ в результате интегрирования (7.65) потери энергии на первом этапе переходного процесса определяются следующим выражением:

$$\Delta A_{2н}^I = D t_0 - T_M e^{-t_0/T_M} (E + T_M + t_0) - 0,5 T_M G e^{-2t_0/T_M} - 0,5 A E t_0^2, \quad (7.66)$$

где $D = A(\omega_0 - C)$; $E = AC - A\omega_{нач} + B\omega_0$; $G = B(C - \omega_{нач})$.

На втором этапе переходного процесса потери энергии $\Delta A_{2н}^{II}$ могут быть найдены по (7.52) и (7.54). При этом потери энергии ΔA_{20} определяются формулой

$$\Delta A_{20} = J \omega_0^2 (s_a^2 - s_c^2)/2, \quad (7.67)$$

где s_a, s_c — скольжения, соответствующие начальной и конечной скоростям двигателя на втором участке переходного процесса.

Потери за все время переходного процесса в якоре ДПТ или роторе АД определяются выражением

$$\Delta A_{2н} = \Delta A_{2н}^I + \Delta A_{2н}^{II}. \quad (7.68)$$

Общие потери в АД складываются из потерь в роторе и статоре

$$\Delta A_{н} = \Delta A_{2н} (1 + R_1/R_2'). \quad (7.69)$$

Для оценки потерь энергии при линейном изменении скорости идеального холостого хода ω_0 рассмотрим случай пуска двигателя вхолостую, воспользовавшись для этого полученными выражениями. Анализ существенно упрощается, если положить $t_{п0} \gg T_m$, что справедливо для большинства практических случаев.

При принятом допущении $M = Jd\omega/dt = J\epsilon_n$; $\omega_0 - \omega = T_m \epsilon_n$; $\epsilon_n t_{п0} \approx \omega_{0ном}$. Тогда подынтегральное выражение в (7.65) принимает вид

$$\Delta A_{20}^n = \int_0^{t_{п0}} J T_m \epsilon_n^2 dt \quad (7.70)$$

или окончательно

$$\Delta A_{20}^n = J \omega_{0ном}^2 T_m / t_{п0} = \Delta A_{20} 2T_m / t_{п0}. \quad (7.71)$$

Из (7.71) следует, что при $t_{п0} \gg T_m$ потери энергии при пуске с линейным нарастанием напряжения (частоты) значительно меньше, чем при пуске с неизменным напряжением (частотой). Чем медленнее изменяется напряжение или частота, а тем самым и скорость идеального холостого хода, тем меньше будут потери энергии. Следовательно, для сокращения потерь энергии в регулируемых электроприводах следует стремиться к уменьшению соотношения T_m/t_0 .

Малым значением характеризуются потери энергии в переходных процессах ДПТ независимого возбуждения при питании от генератора в системе Г—Д. В этой системе ЭДС генератора и соответственно этому скорость идеального холостого хода ДПТ изменяются по экспоненциальному закону, что приводит к уменьшению потерь электроэнергии.

Определим вначале потери электроэнергии в системе Г—Д при отсутствии нагрузки на валу ДПТ ($M_c = 0$). Ток якоря ДПТ в соответствии с (3.122) изменяется по закону

$$i = k_A I_{к,з} (e^{-t/T_v} - e^{-t/T_m}) / (m - 1), \quad (7.72)$$

где $m = T_v/T_m$; $k_A = (\omega_{уст} - \omega_{нач})/\omega_{уст}$. Для режима пуска $k_A \approx 1$; для торможения $k_A \approx -1$; для реверса $k_A = -2$.

Потери энергии за время переходного процесса

$$\Delta A_{20} = \int_0^{\infty} i^2 R_\gamma dt = \int_0^{\infty} [k_A I_{к,з} / (m - 1)]^2 (e^{-t/T_v} - e^{-t/T_m})^2 R_\gamma dt. \quad (7.73)$$

После интегрирования и выполнения несложных преобразований имеем

$$\Delta A_{20} = \Delta A_{V0} = k_A^2 \frac{J \omega_0^2_{\text{ном}}}{2} \frac{1}{m+1}. \quad (7.74)$$

Таким образом, потери электроэнергии в ДПТ в системе Г—Д уменьшаются в $m+1$ раз по сравнению с соответствующими потерями ДПТ при скачкообразном изменении напряжения на якоре.

Потери электроэнергии в переходных процессах при работе ДПТ с постоянным моментом нагрузки $M_c = \text{const}$ в соответствии с выражениями (3.122) и (7.72)

$$\begin{aligned} \Delta A_{Vн} = \int_0^{\infty} (I_c + i_{\text{дин}})^2 R_{\text{я}} dt = I_c^2 R_{\text{я}} t_{\text{п.п}} + 2I_c R_{\text{я}} \int_0^{\infty} i_{\text{дин}} dt + \\ + R_{\text{я}} \int_0^{\infty} i_{\text{дин}}^2 dt, \end{aligned} \quad (7.75)$$

где $i_{\text{дин}} = i_{\text{я}} - i_c$ — динамический ток; $I_c = M_c/c$ — ток якоря, соответствующий моменту нагрузки M_c ; $t_{\text{п.п}}$ — реальное время переходных процессов.

После интегрирования и преобразования получаем следующее окончательное выражение:

$$\begin{aligned} \Delta A_{Vн} = \Delta A_{V0} + P_c \Delta \omega_c t_{\text{п.п}} / \omega_0 + 2k_A P_c T_M = \Delta A_{V0} + \\ + P_c T_M (\Delta \omega_c t_{\text{п.п}} / \omega_0 T_M + 2k_A), \end{aligned} \quad (7.76)$$

где P_c — мощность, потребляемая двигателем при моменте нагрузки $M_c \neq 0$ и установившейся (конечной) ЭДС генератора.

В заключение еще раз отметим, что вследствие постепенного изменения подаваемых на двигатель напряжения или частоты в системе управляемый преобразователь — двигатель оказывается возможным существенно сократить потери энергии в переходных процессах.

Пример 7.1. Двухскоростной АД с короткозамкнутым ротором имеет следующие технические данные: $P_{\text{ном}} = 2,5$ кВт; $n_{01} = 1500$ об/мин; $n_{02} = 3000$ об/мин; $J = 0,23$ кг·м²; $R_1/R_2' = 1,6$. Нагрузка на валу АД отсутствует, т. е. $M_c \approx 0$. Рассчитать потери энергии при прямом и ступенчатом пусках на высшую скорость и прямом и ступенчатом торможении с высшей скорости.

1. Определяем высшую и низшую угловые синхронные скорости АД

$$\omega_{02} = 2\pi n_{02}/60 = 2 \cdot 3,14 \cdot 1500/60 = 157 \text{ рад/с};$$

$$\omega_{01} = 2\pi n_{01}/60 = 2 \cdot 3,14 \cdot 3000/60 = 314 \text{ рад/с}.$$

2. Полные потери в АД при прямом пуске определяются по (7.48)

$$\Delta A_{\text{п}} = J\omega_{01}^2 (1 + R_1/R_2') (s_{\text{нач}}^2 - s_{\text{кон}}^2)/2 = 0,23 \cdot 314^2 (1 + 1,6) \times \\ \times (1^2 - 0^2)/2 = 29\,480 \text{ Дж.}$$

3. Потери при ступенчатом пуске:

а) пуск до скорости ω_{02}

$$\Delta A_{\text{п1}} = 0,23 \cdot 157^2 (1 + 1,6)(1^2 - 0^2)/2 = 7\,370 \text{ Дж};$$

б) пуск от ω_{02} до ω_{01}

$$\Delta A_{\text{п2}} = 0,23 \cdot 314^2 (1 + 1,6)(0,5^2 - 0^2)/2 = 7\,370 \text{ Дж};$$

в) суммарные потери при ступенчатом пуске

$$\Delta A_{\text{п1-2}} = \Delta A_{\text{п1}} + \Delta A_{\text{п2}} = 14\,740 \text{ Дж.}$$

Как видно, потери энергии при ступенчатом пуске в 2 раза меньше потерь при прямом пуске.

4. Потери энергии при одноступенчатом торможении противовключением со скорости ω_{01} до нуля

$$\Delta A_{\text{т}} = 0,26 \cdot 314^2 (1 + 1,6)(2^2 - 1^2)/2 = 100\,000 \text{ Дж.}$$

5. Потери энергии при двухступенчатом торможении:

а) генераторное торможение от скорости ω_{01} до ω_{02}

$$\Delta A_{\text{т1}} = 0,26 \cdot 157^2 (1 + 1,6)(1^2 - 0^2)/2 = 8\,330 \text{ Дж};$$

б) торможение противовключением от скорости ω_{02} до 0

$$\Delta A_{\text{т2}} = 0,26 \cdot 157^2 (1 + 1,6)(2^2 - 1^2)/2 = 25\,000 \text{ Дж};$$

в) суммарные потери в АД при ступенчатом торможении

$$\Delta A_{\text{т1-2}} = \Delta A_{\text{т1}} + \Delta A_{\text{т2}} = 8\,330 + 25\,000 = 33\,330 \text{ Дж.}$$

Как видно, суммарные потери при двухступенчатом торможении в 3 раза меньше, чем при одноступенчатом.

Пример 7.2. Для ДПТ, данные которого приведены в примере 3.1, оценить потери энергии в цепи якоря при пуске вхолостую по двум вариантам: при питании его от сети и питании от управляемого преобразователя со временем нарастания напряжения $t_{\text{п0}} = 2$ с. Суммарный приведенный к валу ДПТ момент инерции составляет $J = 0,35$ кг·м².

1. Потери энергии при пуске ДПТ вхолостую и питании его от сети определяем с помощью формулы (7.41)

$$\Delta A_{20} = J\omega_0^2/2 = 0,35 \cdot 120^2/2 = 2\,520 \text{ Дж.}$$

2. Потери энергии при питании ДПТ от управляемого преобразователя при пуске путем увеличения напряжения:

а) электромеханическая постоянная времени

$$T_{\text{м}} = JR_{\text{я}}/(k\Phi_{\text{ном}})^2 = 0,35 \cdot 2/1,84^2 = 0,21 \text{ с};$$

б) потери энергии определяем с помощью формулы (7.71)

$$\Delta A_{20}^H = 2\Delta A_{20} T_M / t_{\text{по}} = 2 \cdot 2520 \cdot 0,21 / 2 = 530 \text{ Дж.}$$

Как видно, потери энергии в этом случае существенно — почти в 5 раз — уменьшились.

Глава восьмая

РАСЧЕТ МОЩНОСТИ, ВЫБОР ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ И ПРОВЕРКА ИХ ПО НАГРЕВУ

8.1. ОБЩИЕ СООБРАЖЕНИЯ ПО ВЫБОРУ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

Выбор электродвигателей для работы в системах автоматизированного электропривода представляет собой важную и сложную задачу. От того, насколько правильно она будет решена, зависят технико-экономические показатели работы системы рабочая машина — электропривод.

Основным требованием при выборе электродвигателя является соответствие его мощности условиям технологического процесса рабочей машины. Применение двигателя недостаточной мощности может привести к нарушению заданного цикла, снижению производительности рабочей машины. При недостаточной мощности двигателя будут иметь место также его повышенный нагрев, ускоренное старение изоляции и выход двигателя из строя, что вызовет прекращение работы машины и экономические потери.

Недопустимым является также использование двигателей завышенной мощности, так как при этом не только повышается первоначальная стоимость электропривода, но увеличиваются и потери энергии за счет снижения КПД двигателя, а для асинхронного электропривода, кроме того, снижается коэффициент мощности.

При выборе электродвигателя должно проверяться также его соответствие условиям пуска рабочей машины и возможных перегрузок.

Выбор серийных электродвигателей производится с учетом следующих показателей.

1. Род тока. Двигатель должен иметь род и величину напряжения, соответствующие сетям переменного или постоянного тока данного предприятия

2. Значение скорости. Выбор номинальной скорости двигателя при уже имеющемся (выбранном) редукторе производится по заданной скорости исполнительного органа рабочей машины и передаточному числу редуктора. Для вновь проектируемого электропривода выбор номиналь-

ной скорости двигателя и передаточного числа редуктора (механической передачи) должен производиться путем технико-экономического сравнения нескольких вариантов. Особое внимание такому выбору следует уделить для электроприводов, работающих с частыми пусками, реверсами и остановами, так как правильный выбор номинальной скорости двигателя и передаточного числа редуктора позволяет во многих случаях повысить технико-экономические показатели работы электропривода и рабочей машины.

3. Конструктивное исполнение. Конструкция выбираемого двигателя должна соответствовать условиям его компоновки с исполнительным органом. Выпускаемые двигатели имеют разнообразное конструктивное исполнение по расположению валов и способам крепления на рабочей машине.

4. Способ вентиляции и защиты от действия окружающей среды. От правильного выбора двигателя для работы в определенных условиях окружающей среды зависят его долговечность, надежность и безопасность обслуживания. По способам защиты от действия окружающей среды различают открытые, защищенные и герметичные двигатели. Для работы в особых условиях окружающей среды — тропический климат, химически активные среды, повышенная влажность, взрывоопасная среда и т. д. — выпускаются специализированные двигатели.

По способу вентиляции различают двигатели с естественной вентиляцией, самовентиляцией и независимой (принудительной) вентиляцией.

Выбор электродвигателя в математическом отношении представляет собой задачу синтеза, в результате решения которой должен быть найден такой двигатель, который обеспечивает заданный технологический цикл рабочей машины, соответствует условиям окружающей среды и компоновки с рабочей машиной и при этом будет иметь нормативный нагрев.

Выбор электродвигателя производится обычно в следующей последовательности:

- 1) расчет мощности и предварительный выбор двигателя;
- 2) проверка выбранного двигателя по условиям пуска и перегрузки;
- 3) проверка выбранного двигателя по нагреву.

Если выбранный в п. 1 двигатель удовлетворяет условиям проверки по пп. 2 и 3, то на этом выбор двигателя заканчивается. Если же выбранный двигатель не удовлетворяет условиям п. 2 или 3, то выбирается другой двигатель (как правило, большей мощности) и проверка повторяется.

Следует отметить, что проверка двигателя по нагреву выполняется не только при выборе вновь проектируемого электропривода, но и для работающих двигателей для определения их загрузки и теплового режима.

Рассмотрим подробнее этапы выбора электродвигателя для случая,

Рис. 8.1. К расчету мощности и проверке двигателя:

a — нагрузочная диаграмма исполнительного органа; *б* — диаграмма скорости; *в* — график динамического момента; *г* — зависимость момента двигателя от времени

когда механическая передача уже выбрана и известны ее передаточное число или радиус привода и КПД.

Основой для расчета мощности и выбора электродвигателя являются нагрузочная диаграмма и диаграмма скорости (тахограмма) исполнительного органа рабочей машины.

Нагрузочной диаграммой исполнительного органа рабочей машины называется зависимость приведенного к валу двигателя статического момента нагрузки от времени $M_c(t)$. Эта диаграмма рассчитывается на основании технологических данных, характеризующих работу рабочих машин.

Диаграммой скорости или тахограммой называется зависимость скорости движения исполнительного органа от времени $v_{н,о}(t)$ или $\omega_{н,о}(t)$. После выполнения операции приведения эти зависимости изображаются в виде графика $\omega(t)$.

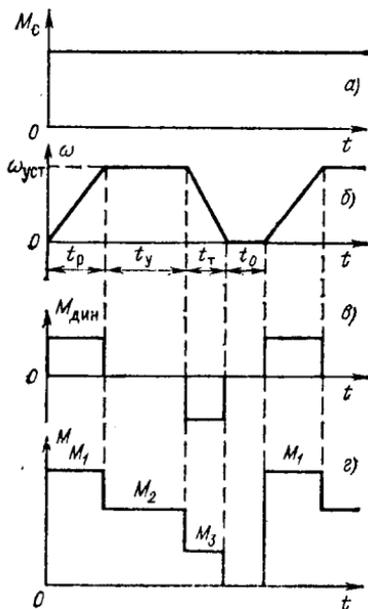
На рис. 8.1, *a, б* для примера приведены простейшие нагрузочная диаграмма и тахограмма. Они показывают, что данный исполнительный орган создает при своей работе постоянный момент нагрузки $M_c = \text{const}$, а его движение состоит из участков разгона, движения с установившейся скоростью, торможения и паузы. Продолжительности этих участков соответственно равны t_p, t_y, t_T, t_0 , а полное время цикла составляет $t_{ц} = t_p + t_y + t_T + t_0$.

Порядок расчета мощности, предварительного выбора и проверки двигателя рассмотрим на примере приведенных диаграмм рис. 8.1, *a, б*. Он состоит в следующем.

1. Ориентировочно определяется номинальный момент двигателя. При этом учитывается предыдущий опыт проектирования приводов рассматриваемого типа. В некоторых случаях можно определить расчетный номинальный момент двигателя по следующему соотношению:

$$M_{ном} \geq k_3 M_{с а}, \quad (8.1)$$

где $M_{с а}$ — эквивалентный момент нагрузки; $k_3 = 1,1 \div 1,3$ — коэффици-



ент запаса, учитывающий динамические режимы электродвигателя, когда он работает с повышенными моментами.

Для нагрузочной диаграммы рис. 8.1, а $M_{с,э} = M_c$. Если же момент нагрузки M_c изменяется во времени и нагрузочная диаграмма имеет несколько участков, то $M_{с,э}$ определяется обычно как среднеквадратичная величина

$$M_{с,э} = \sqrt{\frac{1}{t_{ц}} \sum_{i=1}^n M_{с,i}^2 t_i}, \quad (8.2)$$

где $M_{с,i}$, t_i — соответственно момент и длительность i -го участка нагрузочной диаграммы.

2. Определяется номинальная скорость двигателя. Для рассматриваемого графика движения $\omega_{ном} \geq \omega_{уст}$. Если во время работы исполнительного органа его скорость регулируется, то номинальная скорость определяется способом регулирования (подробно этот вопрос рассмотрен в § 8.8).

3. Определяется номинальная расчетная мощность двигателя

$$P_{ном} = M_{ном} \omega_{ном} \geq k_3 M_{с,э} \omega_{уст}. \quad (8.3)$$

4. Из каталога выбирается двигатель ближайшей большей мощности и скорости, имеющий конструктивное исполнение, соответствующее условиям работы данной рабочей машины.

5. Осуществляется проверка выбранного двигателя по перегрузочной способности. Для этого строится зависимость момента двигателя от времени $M(t)$ с помощью уравнения механического движения, записанного в виде

$$M = M_c + J \frac{d\omega}{dt} = M_c + M_{дин}. \quad (8.4)$$

Динамический момент $M_{дин}$ определяется суммарным приведенным моментом инерции J и заданными ускорением на участке разгона и замедлением на участке торможения диаграммы $\omega(t)$ (рис. 8.1, б). На рис. 8.1, в показан график динамического момента при постоянных ускорении и замедлении на этих участках. Зависимость $M(t)$, построенная на основании (8.4), приведена на рис. 8.1, г.

6. Для проверки выбранного электродвигателя по перегрузочной способности сопоставляется максимально допустимый момент двигателя M_{max} с максимальным моментом M_1 , взятым из найденной зависимости $M(t)$. Для рассматриваемого случая должно выполняться следующее соотношение:

$$M_{max} \geq M_1. \quad (8.5)$$

Если соотношение (8.5) выполняется, то двигатель обеспечит ускорение на участке разгона (см. рис. 8.1); если нет, график движения на

этом участке не может быть обеспечен данным двигателем и необходимо выбрать другой двигатель.

Для ДПТ обычного исполнения $M_{max} = M_{доп} = (1,5 \div 2,5) M_{ном}$; для АД с фазным ротором этот момент может быть принят примерно равным критическому.

7. При выборе АД с короткозамкнутым ротором двигатель должен быть проверен также по условиям пуска, для чего сопоставляется его пусковой момент M_n с моментом нагрузки при пуске $M_{с,п}$

$$M_n \geq M_{с,п}. \quad (8.6)$$

Для рассматриваемого примера $M_n \geq M_c$.

Если выбранный двигатель удовлетворяет условиям пп. 6 и 7, то далее осуществляется его проверка по нагреву. Этот этап рассматривается в следующих параграфах этой главы.

8.2. НАГРЕВ И ОХЛАЖДЕНИЕ ДВИГАТЕЛЕЙ

Анализ теплового состояния электродвигателей является одной из важнейших задач, возникающих при проектировании или эксплуатации любой системы электрического привода. Необходимость такого анализа определяется, с одной стороны, тем положением, что любая электрическая машина может при своей работе нагреваться лишь до определенной, допустимой температуры, определяемой в первую очередь нагревостойкостью применяемых изоляционных материалов. Соблюдение установленных ограничений по допустимой температуре нагрева обеспечивает нормативный срок службы электрической машины в пределах 15—20 лет. Превышение допустимых температур ведет к преждевременному разрушению изоляции обмоток и сокращению срока службы электрических машин. Так, для изоляции класса А превышение допустимой температуры нагрева на 8—10°C сокращает срок службы изоляции вдвое.

Однако анализ теплового состояния электродвигателя позволяет оценить степень его загрузки по мощности. Если в результате такого анализа выявится, что нагрев двигателя близок или равен нормативному, то это свидетельствует о хорошем использовании установленной мощности двигателя. В этом случае электропривод имеет наилучшие технико-экономические показатели работы, и в первую очередь КПД и коэффициент мощности. Если анализ покажет, что нагрев двигателя существенно меньше нормального, то это будет свидетельствовать о недогрузке двигателя и несоответствии его мощности требуемой. Работа такого элек-

троприводе будет характеризоваться низкими энергетическими показателями.

Таким образом, оценка теплового состояния электродвигателя, особенно больших мощностей, является важной технико-экономической задачей.

При проведении анализа теплового состояния двигателя необходимо учитывать класс применяемой в двигателях изоляции. Изоляционные материалы, применяемые в электрических машинах, делятся на следующие основные классы нагревостойкости.

Изоляция класса А. К этому классу относятся хлопчатобумажные ткани, пряжа, бумага, волокнистые материалы из шелка и целлюлозы, пропитанные или погруженные в жидкий диэлектрик. Допустимая предельная температура нагрева 105°C . В настоящее время двигатели с изоляцией класса А не выпускаются.

Изоляция класса Е. Этот класс включает синтетические эмали на основе полиэфирных, эпоксидных и подобных им смол, синтетические органические пленки и другие синтетические материалы. Допустимая температура нагрева 120°C .

Изоляция класса В. К этому классу относятся слюда, асбест, стеклянное волокно и другие неорганические материалы со связывающими составами органического происхождения. Допустимая предельная температура нагрева 130°C .

Изоляция класса F. Этот класс включает те же материалы, что и класс В, но в сочетании с синтетическими связующими и пропитывающими составами, модифицированными кремнийорганическими соединениями. Допустимая предельная температура нагрева 155°C .

Изоляция класса Н. К этому классу относятся те же материалы, что и к классу В, но в сочетании с кремний-органическими связующими и пропитывающими составами. Допустимая предельная температура 180°C .

Изоляция класса С. Этот класс включает слюду, керамические материалы, стекло, кварц, применяемые с неорганическими связующими составами или без них. Допустимая предельная температура более 180°C .

Основными классами изоляции, применяемыми при изготовлении современных электрических двигателей, являются классы В, F и Н.

При выполнении тепловых расчетов принимается стандартная температура окружающей среды, равная 40°C ,

которой соответствует номинальная мощность двигателя, указанная на его щитке. При существенно более низкой температуре окружающей среды двигатель может быть нагружен несколько выше номинальной мощности, а при более высокой температуре его нагрузка должна быть снижена или следует предпринять специальные меры по дополнительному охлаждению двигателя.

При преобразовании электрической энергии в механическую (или обратно) часть энергии теряется в самом двигателе. Энергия потерь превращается в тепло, в результате чего двигатель во время работы нагревается. При отключении двигателя, когда нет процесса преобразования энергии и потери не выделяются, двигатель охлаждается.

Точное исследование процессов нагрева и охлаждения двигателей является очень сложной задачей. Двигатель представляет собой совокупность деталей и узлов различной конфигурации, выполненных из различных материалов, что обуславливает и их различные теплоемкость и теплопередачу. Неодинаковыми являются условия нагрева отдельных частей двигателя, а направление тепловых потоков зависит от режима работы двигателя.

В связи с невозможностью проведения точного изучения теплового режима работы обычно исследование тепловых процессов в двигателях производится в теории электропривода со следующими допущениями: 1) двигатель рассматривается как однородное тело, имеющее бесконечно большую теплопроводность и одинаковую температуру во всех своих точках; 2) теплоотдача во внешнюю среду пропорциональна первой степени разности температур двигателя и окружающей среды; 3) окружающая среда обладает бесконечно большой теплоемкостью, т. е. в процессе нагрева двигателя ее температура не изменяется; 4) теплоемкость двигателя и его коэффициент теплоотдачи не зависят от температуры двигателя.

Для определения характера процесса изменения температуры двигателя рассмотрим баланс выделяющейся в двигателе тепловой энергии dQ_1 за элементарный промежуток времени dt . Одна часть тепла dQ_2 отдается в окружающую среду, а другая часть dQ_3 аккумулируется в двигателе и вызывает увеличение его нагрева. Таким образом, уравнение теплового баланса имеет вид

$$dQ_1 = dQ_2 + dQ_3. \quad (8.7)$$

Если выразить эти количества тепла через тепловые

параметры двигателя и время, то получим уравнение теплового баланса (8.7) в следующем виде:

$$\Delta P dt = A\tau dt + Cd\tau, \quad (8.8)$$

где ΔP — потери мощности в двигателе, Вт; A — теплоотдача двигателя — количество тепла, отдаваемого двигателем в окружающую среду за 1 с при разности температур двигателя и окружающей среды 1°C , Дж/(с·°C); C — теплоемкость двигателя — количество тепла, необходимое для повышения температуры двигателя на 1°C , Дж/°C; $\tau = t_{\text{дв}}^0 - t_{\text{о.с}}^0$ — превышение температуры двигателя $t_{\text{дв}}^0$ над температурой окружающей среды $t_{\text{о.с}}^0$, °C.

Разделим обе части уравнения (9.2) на $A dt$, тогда

$$\frac{\Delta P}{A} = \tau + \frac{C}{A} \frac{d\tau}{dt}. \quad (8.9)$$

Таким образом, тепловые процессы в двигателе при принятых допущениях описываются линейным дифференциальным уравнением первого порядка. При постоянных потерях $\Delta P = \text{const}$ решение (8.9) имеет вид

$$\tau = (\tau_{\text{нач}} - \tau_{\text{уст}}) e^{-t/T_{\text{н}}} + \tau_{\text{уст}}, \quad (8.10)$$

где $\tau_{\text{уст}} = \Delta P/A$ — установившееся превышение температуры двигателя, °C; $T_{\text{н}} = C/A$ — постоянная времени нагрева двигателя, с.

Отметим, что физический смысл постоянной времени нагрева $T_{\text{н}}$ состоит в том, что она равна времени нагрева двигателя до установившегося превышения температуры $\tau_{\text{уст}}$, если бы отсутствовала отдача тепла окружающей среде. Действительно, при $A=0$ уравнение (8.9) принимает вид

$$\Delta P dt = Cd\tau.$$

Если считать, что в момент времени $t=0$ $\tau_{\text{нач}}=0$, то после интегрирования левой части от 0 до $t_{\text{уст}}$, а правой от 0 до $\tau_{\text{уст}}$ получаем

$$\Delta P t_{\text{уст}} = C \tau_{\text{уст}}.$$

Подставляя $\tau_{\text{уст}} = \Delta P/A$, находим время нагрева двигателя до установившейся температуры

$$t_{\text{уст}} = C \tau_{\text{уст}} / \Delta P = C/A = T_{\text{н}},$$

которое численно равно постоянной нагрева $T_{\text{н}}$.

Выражение (8.10) может быть использовано для исследования изменения перегрева двигателя как при его на-

греве, так и при охлаждении. Необходимо лишь в (8.10) подставлять соответствующие значения $\tau_{\text{нач}}$ и $\tau_{\text{уст}}$ и постоянной времени.

Существенно отметить, что процессы нагрева и охлаждения некоторых типов двигателей могут характеризоваться различными постоянными времени. Связано это с тем, что постоянная времени, характеризующая процесс изменения температуры, обратно пропорциональна теплоотдаче двигателя. Поэтому если при охлаждении двигателя, вызванном его остановом, условия его теплоотдачи изменяются, то изменяется и постоянная времени.

Количественно ухудшение теплоотдачи характеризуется коэффициентом ухудшения теплоотдачи при неподвижном роторе

$$\beta_0 = A_0/A, \quad (8.11)$$

где A_0 , A — теплоотдача соответственно при неподвижном двигателе и номинальной скорости.

Примерные значения коэффициента β_0 для двигателей с различной системой охлаждения приведены ниже:

Исполнение двигателя	β_0
Закрытый с независимой вентиляцией	1
Закрытый без принудительного охлаждения	0,95—0,98
Закрытый самовентилируемый	0,45—0,55
Защищенный самовентилируемый	0,25—0,35

С учетом (8.11) постоянная времени охлаждения при неподвижном двигателе составляет

$$T_0 = C/A_0 = C/(A\beta_0) = T_n/B_0.$$

Так как $\beta_0 \leq 1$, то $T_0 \geq T_n$, т. е. охлаждение неподвижного двигателя происходит медленнее, чем его нагрев.

На рис. 8.2 приведены кривые нагрева двигателя для разных $\tau_{\text{нач}}$ и ΔP . При принятых допущениях нагрев двигателя происходит по экспоненциальному закону и характеризуется постоянной времени T_n . Большим потерям мощности в двигателе соответствует большее значение установившегося превышения температуры.

Время достижения превышением температуры своего установившегося значения при экспоненциальном законе его изменения теоретически бесконечно большое. Практически процесс нагрева можно считать установившимся,

когда превышение температуры двигателя достигнет уровня $(0,95 \div 0,98) \tau_{уст}$, ему соответствует время

$$t_{уст} \approx (3 \div 4) T_H.$$

Таким образом, время достижения превышением температуры своего установившегося значения зависит от постоянной времени нагрева двигателя. Так как теплоемкость двигателя пропорциональна его объему, а теплоотдача —

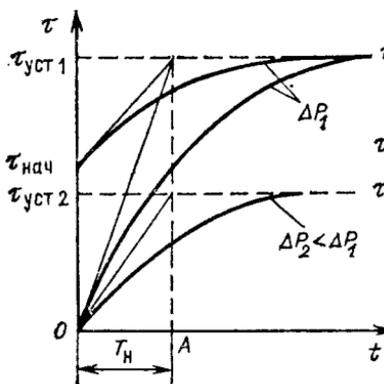


Рис. 8.2. Кривые нагрева двигателя

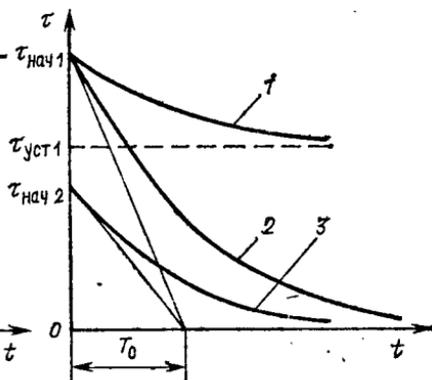


Рис. 8.3. Кривые охлаждения двигателя

площади его поверхности, то двигатели большей мощности, имеющие большие габариты, имеют, как правило, и большую постоянную времени нагрева. Обычно постоянная времени нагрева двигателей лежит в пределах от нескольких минут до нескольких часов.

На рис. 8.3 показаны графики охлаждения двигателей. Кривая 1 соответствует уменьшению нагрузки, а кривые 2 и 3 — отключению двигателя от сети. Процесс охлаждения двигателя характеризуется постоянной времени охлаждения T_0 .

8.3. КЛАССИФИКАЦИЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

При анализе теплового режима электродвигателей необходимо знать график изменения потерь мощности от времени, который, в свою очередь, обусловлен графиком изменения нагрузки двигателя. Рабочие машины по харак-

теру изменения нагрузки на валу могут быть отнесены к нескольким группам с типовыми режимами. Существующая классификация предусматривает восемь режимов с условными обозначениями от S1 до S8.

1. *Продолжительный номинальный режим работы (S1)* — это режим работы двигателя при неизменной нагрузке, продолжающейся столько времени, что превышение температуры всех его частей достигает установившегося

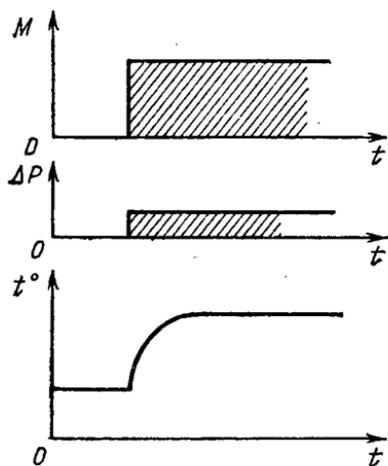


Рис. 8.4. Графики, характеризующие продолжительный (S1) режим работы двигателя

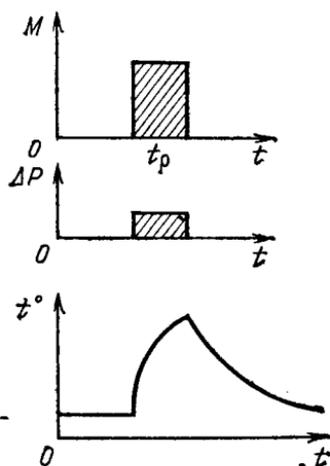


Рис. 8.5. Графики, характеризующие кратковременный (S2) режим работы двигателя

значения. Графики изменения момента M , потерь мощности ΔP и температуры t° приведены на рис. 8.4.

2. *Кратковременный номинальный режим работы (S2)* — это режим, в котором периоды неизменной нагрузки чередуются с периодами отключения двигателя; при этом за время включения превышение температуры не достигает установившегося уровня, а за время отключения все части двигателя охлаждаются до температуры окружающей среды. Стандартные значения продолжительности рабочего периода составляют 10, 30, 60 и 90 мин. Графики, характеризующие кратковременный режим работы, показаны на рис. 8.5.

3. *Повторно-кратковременный номинальный режим работы (S3)* — это режим, в котором кратковременные пери-

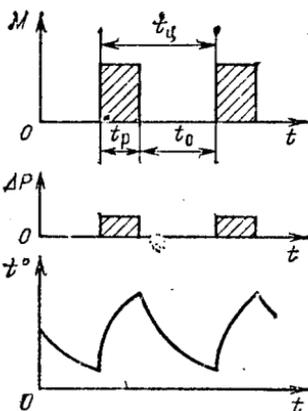


Рис. 8.6. Графики, характеризующие повторно-кратковременный (S3) режим работы двигателя

оды неизменной нагрузки (рабочие периоды) чередуются с периодами отключения двигателя (паузами), причем как рабочие периоды, так и паузы не настолько длительны, чтобы превышения температуры могли достигнуть установившихся значений. Графики для этого режима приведены на рис. 8.6.

Максимальная продолжительность цикла этого режима принята равной 10 мин, а режим характеризуется относительной продолжительностью включения, определяемой по формуле

$$\text{ПВ } \% = \frac{t_p}{t_p + t_0} \cdot 100\% = \frac{t_p}{t_{\text{ц}}} \cdot 100\%, \quad (8.12)$$

где t_p , t_0 , $t_{\text{ц}}$ — соответственно время работы, паузы и цикла.

Стандартные значения ПВ %, на которые рассчитываются и выпускаются двигатели, предназначенные для повторно-кратковременного режима, составляют 15, 25, 40 и 60 %.

Рассмотренные три режима S1, S2, S3 являются основными и наиболее характерными для электродвигателей. Применительно к ним в дальнейшем будут проводиться анализ тепловых процессов двигателя и оценка его нагрева. Кроме них классификация предусматривает еще пять режимов, на которых остановимся очень кратко.

4. *Повторно-кратковременный номинальный режим работы с частыми пусками (S4)* — это режим, в котором периоды пуска и кратковременной неизменной нагрузки чередуются с периодами отключения двигателя, при этом превышение температуры частей двигателя не достигает установившегося значения. В данном режиме нормируется продолжительность включения, число пусков в час и коэффициент инерции электропривода, равный отношению суммарного приведенного момента инерции привода к моменту инерции якоря (ротора) двигателя.

5. *Повторно-кратковременный номинальный режим работы с частыми пусками и электрическим торможением (S5)* — это режим, в котором периоды пуска, кратковременной неизменной нагрузки и электрического торможения чередуются с периодами отключения двигателя, причем превышение температуры частей двигателя не достигает установившегося значения. Нормируемые величины те же, что и для режима S4.

6. *Перебегающий номинальный режим работы (S6)* — это режим, в котором периоды неизменной нагрузки (рабочие периоды) чередуются с периодами холостого хода, во время которых двигатель не отключается, при этом превышение температуры частей двигателя не достигает установившегося значения. Этот режим характеризуется относительной продолжительностью нагрузки

$$\text{ПН}\% = \frac{t_p}{t_p + t_{x,x}} \cdot 100\%,$$

где $t_{x,x}$ — время холостого хода.

Нормируемые значения ПН % равны 15, 20, 40 и 60 %.

7. *Перебегающий номинальный режим работы с частыми реверсами (S7)* — это режим, в котором периоды реверса чередуются с периодами неизменной нагрузки, при этом превышение температуры частей двигателя не достигает установившегося значения. Для этого режима нормируются число реверсов в час (30, 120 и 240) и коэффициент инерции (как для S5).

8. *Перебегающий номинальный режим работы с двумя или более угловыми скоростями (S8)* — это режим, в котором периоды с одной нагрузкой на одной скорости чередуются с периодами работы на другой скорости, при этом превышение температуры частей двигателя не достигает установившегося уровня. Для данного режима нормируются число циклов в час (30, 60, 120, 240), коэффициент инерции (1,2; 1,6; 2; 2,5; 4) и относительная продолжительность нагрузки.

8.4. ПРОВЕРКА ДВИГАТЕЛЕЙ, РАБОТАЮЩИХ В ПРОДОЛЖИТЕЛЬНОМ РЕЖИМЕ

Работа двигателя в режиме S1 может происходить с постоянной или переменной циклической нагрузкой.

Постоянная нагрузка. Графики работы двигателя с постоянной нагрузкой соответствуют рис. 8.4. Так как двига-

тель выбирается по условию $P \leq P_{\text{ном}}$, то выполняется и условие $\Delta P \leq \Delta P_{\text{ном}}$, и $\tau_{\text{max}} = \tau_{\text{уст}} \leq \tau_{\text{доп}}$, где $\tau_{\text{доп}}$ — допустимое превышение температуры двигателя. Таким образом, при постоянной нагрузке не требуется дополнительных расчетов по определению нагрева двигателя.

Переменная циклическая нагрузка. Если при продолжительном режиме работы нагрузки на валу двигателя не остается постоянной, а периодически меняется, как показано, например, на рис. 8.7, то в этом случае также периодически будут изменяться потери в двигателе и его температура. Проверка выполнения условия

$$\tau_{\text{max}} \leq \tau_{\text{доп}}, \quad (8.13)$$

в чем и состоит оценка нагрева двигателя, может быть сделана прямым и косвенными методами.

Прямой метод проверки двигателя по нагреву предусматривает построение с помощью формулы (8.10) кривой $\tau(t)$, определение по ней τ_{max} и непосредственную проверку условия (8.13). Этот метод дает (с учетом сделанных допущений) наиболее точную оценку нагрева двигателя. Однако практическое применение этого метода затруднено в связи с тем, что при использовании (8.10) необходимо знать основные тепловые параметры двигателя: A , C , T . Поскольку эти параметры, как правило, не приводятся заводами-изготовителями в каталогах на двигатели, а расчет их трудоемок и приближителен, то на практике задача проверки двигателей по нагреву решается обычно с помощью косвенных методов. К ним относятся метод средних потерь и методы эквивалентных величин — тока, момента и мощности. Эти косвенные методы могут использоваться при проверке двигателей по нагреву во всех режимах их работы.

Метод средних потерь является наиболее точным и универсальным из косвенных методов. Сущность этого метода заключается в определении средних потерь мощности $\Delta P_{\text{ср}}$ за цикл работы двигателя с последующим сопоставлением их с номинальными потерями мощности $\Delta P_{\text{ном}}$, на основании чего и делается заключение о нагреве двигателя.

При использовании метода средних потерь рассматривается достаточно удаленный цикл работы двигателя, в котором среднее значение превышения температуры $\tau_{\text{ср}}$ двигателя не изменяется. В этом случае количество теплоты $dQ_3 = Cd\tau$, аккумулируемое двигателем за цикл, равно ну-

лю и уравнение теплового баланса (8.8) для цикла принимает вид

$$\int_0^{t_{\text{ц}}} \Delta P dt = A \tau_{\text{ср}} t_{\text{ц}}. \quad (8.14)$$

Такой режим работы двигателя, в котором количество выделившегося тепла в двигателе за цикл равняется отданному в окружающую среду, называют квазиустановившимся.

Из (8.14) следует, что

$$\tau_{\text{ср}} = \int_0^{t_{\text{ц}}} \Delta P dt / (A t_{\text{ц}}) = \Delta P_{\text{ср}} / A, \quad (8.15)$$

где $\int_0^{t_{\text{ц}}} \Delta P dt / t_{\text{ц}}$ — средние потери мощности за цикл.

Если теперь потребовать, чтобы $\tau_{\text{ср}} \leq \tau_{\text{доп}}$, то с учетом (8.15) и равенства $\tau_{\text{доп}} = \Delta P_{\text{ном}} / A$ получим условие

$$\Delta P_{\text{ср}} \leq \Delta P_{\text{ном}}, \quad (8.16)$$

которое и является основным расчетным соотношением метода средних потерь.

В случае, когда на отдельных участках цикла момент нагрузки постоянен, как, например, на рис. 8.7, средние потери определяются по формуле

$$\Delta P_{\text{ср}} = \frac{\Delta P_1 t_1 + \Delta P_2 t_2 + \Delta P_3 t_3}{t_1 + t_2 + t_3}. \quad (8.17)$$

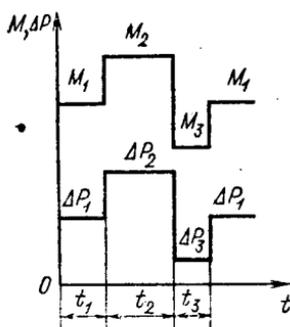


Рис. 8.7. График работы двигателя с циклической нагрузкой

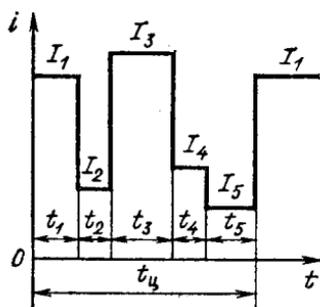


Рис. 8.8. График изменения тока двигателя при циклической нагрузке

Номинальные потери мощности двигателя определяются по каталожным данным как

$$\Delta P_{\text{НОМ}} = P_{\text{НОМ}} (1 - \eta_{\text{НОМ}}) / \eta_{\text{НОМ}}. \quad (8.18)$$

Метод средних потерь позволяет оценить тепловой режим работы двигателя по среднему превышению температуры $\tau_{\text{ср}}$. В этом заключается определенная погрешность метода, поскольку максимальный перегрев τ_{max} двигателя на отдельных участках цикла может превышать $\tau_{\text{ср}}$. Этот метод дает тем более точную оценку нагрева двигателя, чем больше постоянная нагрева двигателя T_{H} будет превышать значение t_{max} наиболее продолжительного участка цикла, т. е. в случае выполнения неравенства $t_{\text{max}} \ll T_{\text{H}}$. При этом $\tau_{\text{ср}} \approx \tau_{\text{max}}$.

На методе средних потерь базируются методы эквивалентных величин.

Метод эквивалентного тока целесообразно использовать в том случае, когда известен график изменения тока двигателя во времени. Пример такого графика, который может быть получен расчетным путем или экспериментально, приведен на рис. 8.8.

Для получения расчетной формулы метода эквивалентного тока учтем, что согласно (7.1) потери мощности в двигателях определяются как сумма постоянных потерь K и переменных потерь V . Если принять, что постоянная потеря и сопротивление обмоток двигателя неизменны, то средние потери мощности за рабочий цикл

$$\begin{aligned} \Delta P_{\text{ср}} &= \frac{1}{t_{\text{ц}}} \sum_{i=1}^n \Delta P_i t_i = \\ &= \frac{1}{t_{\text{ц}}} \sum_{i=1}^n K t_i + \frac{1}{t_{\text{ц}}} \sum_{i=1}^n V_{\text{H}} \left(\frac{I_i}{I_{\text{H}}} \right)^2 t_i, \end{aligned} \quad (8.19)$$

где ΔP_i , I_i , t_i — потери мощности, ток двигателя и продолжительность i -го участка рабочего цикла; n — количество участков в цикле.

С учетом (8.19) условие (8.16) проверки двигателя по нагреву запишется как

$$K + \frac{V_{\text{H}}}{t_{\text{ц}} I_{\text{НОМ}}^2} \sum_{i=1}^n I_i^2 t_i \leq \Delta P_{\text{НОМ}} = K + V_{\text{НОМ}} \quad (8.20)$$

или окончательно

$$\sqrt{\frac{1}{t_{\text{ц}}} \sum_{i=1}^n I_i^2 t_i} \leq I_{\text{ном}}. \quad (8.21)$$

В левой части (8.21) стоит среднеквадратичный ток, эквивалентный действительному изменяющемуся во времени току по условиям нагрева, в связи с чем этот ток принято называть эквивалентным током $I_{\text{э}}$.

Для графика тока рис. 8.8 он определится следующим образом:

$$I_{\text{э}} = \sqrt{\frac{1}{t_{\text{ц}}} \sum_{i=1}^5 I_i^2 t_i} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + I_3^2 t_3 + I_4^2 t_4 + I_5^2 t_5}{t_{\text{ц}}}}, \quad (8.22)$$

а при произвольной форме тока — по формуле

$$I_{\text{э}} = \sqrt{\frac{1}{t_{\text{ц}}} \int_0^{t_{\text{ц}}} i^2(t) dt}. \quad (8.23)$$

С учетом понятия эквивалентного тока условие (8.21) проверки двигателя по нагреву примет вид

$$I_{\text{э}} \leq I_{\text{ном}}. \quad (8.24)$$

Формула (8.24) метода справедлива, если постоянные потери K не изменяются за цикл работы, а сопротивления главных цепей двигателя остаются неизменными в цикле работы. Следовательно, если постоянные потери или сопротивление главных цепей двигателя изменяются, то метод эквивалентного тока даст погрешность в оценке теплового режима двигателя.

Метод эквивалентного момента удобно использовать в том случае, когда известен график изменения момента двигателя во времени $M(t)$. В дополнение к указанным условиям применимости метода эквивалентного тока при использовании метода эквивалентного момента должно соблюдаться еще одно условие — постоянство магнитного потока двигателя во всем цикле работы.

Если это условие выполняется, то умножение обеих частей выражения (8.21) на $k\Phi_{\text{НОМ}}$ приведет к следующей формуле:

$$\begin{aligned} & \sqrt{\frac{1}{t_{\text{ц}}} \sum_{i=1}^n (k\Phi_{\text{НОМ}})^2 I_i^2 t_i} = \\ & = \sqrt{\frac{1}{t_{\text{ц}}} \sum_{i=1}^n M_i^2 t_i} = M_{\text{э}} \leq k\Phi_{\text{НОМ}} I_{\text{НОМ}} = M_{\text{НОМ}} \quad (8.25) \end{aligned}$$

или в краткой форме записи

$$M_{\text{э}} \leq M_{\text{НОМ}}, \quad (8.26)$$

где $M_{\text{э}}$ — эквивалентный по условиям нагрева момент двигателя, определенный в соответствии с (8.25) как среднеквадратичный момент двигателя за рабочий цикл.

Метод эквивалентной мощности использует график изменения мощности во времени и не требует определения потерь мощности на каждом участке. Однако он является более частным методом, так как может быть использован при выполнении условий применимости метода эквивалентного момента и дополнительного условия постоянства скорости двигателя на всех участках рабочего цикла.

Допустим, что последнее условие выполняется, т. е. можно принять

$$\omega_1 = \omega_2 = \dots = \omega_n = \omega_{\text{НОМ}}. \quad (8.27)$$

Умножая обе части соотношения (8.25) на $\omega_{\text{НОМ}}$, получаем

$$\begin{aligned} & \sqrt{\frac{1}{t_{\text{ц}}} \sum_{i=1}^n M_i^2 \omega_{\text{НОМ}}^2 t_i} = \\ & = \sqrt{\frac{1}{t_{\text{ц}}} \sum_{i=1}^n P_i^2 t_i} = M_{\text{э}} \omega_{\text{НОМ}} = P_{\text{э}} \leq M_{\text{НОМ}} \omega_{\text{НОМ}} = P_{\text{НОМ}} \quad (8.28) \end{aligned}$$

или в краткой форме записи

$$P_{\text{э}} \leq P_{\text{НОМ}}, \quad (8.29)$$

где $P_{\text{э}}$ — эквивалентная по условиям нагрева мощность; оп-

ределяемая как среднеквадратичная мощность двигателя за рабочий цикл.

Если выполняется соотношение (8.29), то при соблюдении указанных ранее условий нагрев двигателя не превысит допустимого уровня.

Эквивалентные величины, характеризующие при выполнении определенных допущений тепловую нагрузку двигателей, позволяют заменять реальные временные зависимости величин на постоянные величины, что упрощает проверку двигателей по условиям нагрева. Зависимости $\Delta P(t)$, $i(t)$, $M(t)$, $P(t)$ называют нагрузочными диаграммами электродвигателей. В практических расчетах выбирают одну из указанных нагрузочных диаграмм, которая обеспечивает наиболее простой расчет и выполнение необходимых допущений при определении эквивалентной величины.

8.5. ПРОВЕРКА ДВИГАТЕЛЕЙ, РАБОТАЮЩИХ В КРАТКОВРЕМЕННОМ РЕЖИМЕ

Графики, характеризующие работу двигателя в режиме S2, приведены на рис. 8.9. В течение времени t_p двигатель нагружен мощностью P_k , а затем он длительное время отключен от сети. При этом за время работы превышение температуры двигателя не успевает достигнуть установившегося значения, соответствующего данной нагрузке двигателя,

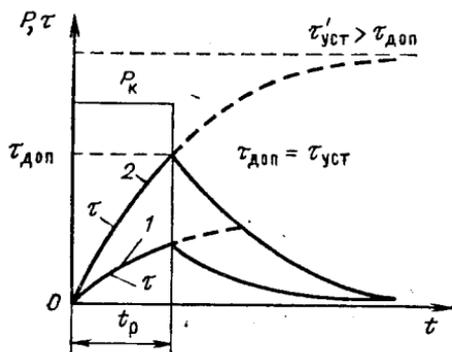


Рис. 8.9. Графики кратковременного режима работы двигателя

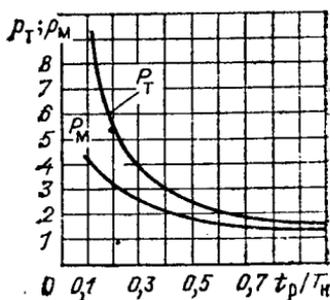


Рис. 8.10. Зависимости коэффициентов термической и механической перегрузок от относительной длительности рабочего периода

а за время паузы он успевает охладиться до температуры окружающей среды.

Если двигатель рассчитан на продолжительный режим работы с мощностью P_k , то при кратковременном режиме его превышение температуры к концу рабочего периода t_p не достигнет установившегося значения $\tau_{уст}$ (кривая 1 на рис. 8.9), т. е. в этом случае двигатель будет недоиспользован по нагреву.

Для полного использования в кратковременном режиме работы двигателя, предназначенного для продолжительного режима, его следует перегружать. В этом случае к концу рабочего периода его превышение температуры достигнет допустимого значения $\tau_{доп}$ (кривая 2 на рис. 8.9), который определяется как

$$\tau_{доп} = \tau_{уст} = \tau'_{уст} (1 - e^{-t_p/T_n}). \quad (8.30)$$

Для количественной оценки перегрузки используются коэффициенты термической и механической перегрузок.

Коэффициентом термической перегрузки p_T называется отношение потерь мощности при кратковременном режиме ΔP_k к номинальным потерям мощности $\Delta P_{ном}$. С учетом (8.30) его величина определяется как

$$p_T = \Delta P_k / \Delta P_{ном} = \tau'_{уст} / \tau_{уст} = 1 / (1 - e^{-t_p/T_n}). \quad (8.31)$$

Зависимость коэффициента термической перегрузки при кратковременном режиме работы от относительной длительности рабочего периода показана на рис. 8.10.

Коэффициентом механической перегрузки p_M называется отношение мощности нагрузки двигателя в кратковременном режиме P_k к номинальной мощности $P_{ном}$ в продолжительном режиме

$$p_M = P_k / P_{ном}. \quad (8.32)$$

Коэффициент механической перегрузки может быть выражен с помощью коэффициента термической перегрузки. Действительно,

$$p_T = \Delta P_k / \Delta P_{ном} = \frac{K + V_{ном} (P_k / P_{ном})^2}{K + V_{ном}} = \frac{a + p_M^2}{a + 1}, \quad (8.33)$$

откуда

$$p_M = \sqrt{(1 + a) p_T - a}, \quad (8.34)$$

где $a = K / V_{ном}$ — коэффициент потерь.

Подставляя в (8.34) p_T из (8.31), получаем

$$\rho_M = \sqrt{(1+a)(1 - e^{-t_p/T_n})} - a. \quad (8.35)$$

Зависимость коэффициента механической перегрузки от относительного времени работы двигателя при $a=1$ приведена на рис. 8.10.

Если пренебречь постоянными потерями, т. е. принять $a=0$, то можно получить следующее выражение для коэффициента механической перегрузки:

$$\rho_M = \sqrt{1/(1 - e^{-t_p/T_n})} = \sqrt{\rho_T}. \quad (8.36)$$

Из графиков рис. 8.10 видно, что при отношениях $t_p/T_n=0,3 \div 0,4$ допустимый по условиям нагрева коэффициент механической перегрузки ρ_M примерно равен 2,5, что в среднем соответствует перегрузочной способности двигателей общепромышленных серий. Вследствие этого при меньших t_p/T_n полное использование таких двигателей по нагреву ограничивается их перегрузочной способностью. Другими словами, при малых отношениях t_p/T_n двигатели недоиспользуются по нагреву и поэтому для малых t_p/T_n можно вообще не производить проверку двигателя по нагреву, а следует ограничиться только его проверкой по условиям перегрузки.

Полное использование двигателей по нагреву возможно только при относительно больших значениях t_p/T_n . Так как для кратковременного режима работы могут использоваться двигатели из серии машин, предназначенных для работы в кратковременном режиме, их проверка по нагреву в том и другом случае имеет свои особенности.

Основой для проверки двигателя по нагреву является его нагрузочная диаграмма, заданная в виде зависимости изменения мощности, момента или тока в функции времени. Если нагрузка двигателя в течение рабочего периода может меняться, то, пользуясь методами эквивалентных величин, реальную нагрузочную диаграмму следует заменить эквивалентной, в которой при той же длительности работы t_p мощность, момент или ток будут постоянными и равными соответствующим эквивалентным величинам.

Для примера на рис. 8.11, а показан трехчастковый график изменения момента $M(t)$. С помощью формулы эквивалентного момента

$$M_3 = \sqrt{\frac{M_1^2 t_{p1} + M_2^2 t_{p2} + M_3^2 t_{p3}}{t_{p1} + t_{p2} + t_{p3}}} \quad (8.37)$$

от графика рис. 8.11, а можно перейти к графику рис. 8.11, б, который и используется дальше при проверке двигателя по нагреву.

Для проверяемого по нагреву двигателя должны быть известны номинальный момент $M_{\text{ном}}$, постоянная времени нагрева T_n и коэффициент потерь a .

Проверка по нагреву двигателей, предназначенных для продолжительного режима работы, состоит в определении

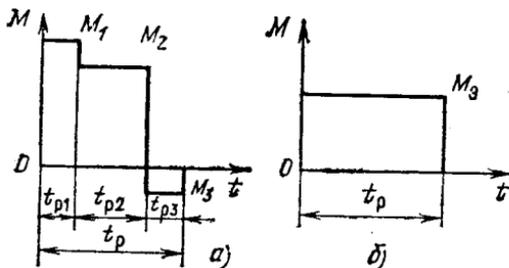


Рис. 8.11. Реальный (а) и эквивалентный (б) графики момента

момента, который может развивать данный двигатель в кратковременном режиме, не нагреваясь выше допустимого уровня. Этот момент рассчитывается по формуле

$$M_{\text{ном,к}} = M_{\text{ном}} \rho_M = M_{\text{ном}} \sqrt{(a+1)/(1-e^{-t_p/T_n}) - a}.$$

Если при этом выполняется условие

$$M_{\text{ном,к}} \geq M_3, \quad (8.38)$$

то максимальное превышение температуры двигателя не превосходит допустимого значения. В этом случае выбранный двигатель удовлетворяет условиям нагрева. Если же условие (8.38) не выполняется, то следует выбрать двигатель большей мощности.

Отечественная электропромышленность выпускает специальные электродвигатели, рассчитанные для кратковременного режима работы. Основная их особенность заключается в повышенной перегрузочной способности, что позволяет полнее использовать их по нагреву.

Время работы этих двигателей нормируется и составляет 10, 30, 60 и 90 мин. Это значит, что двигатель, имеющий, например, номинальную мощность $P_{\text{ном}} = 10$ кВт при $t_p = 30$ мин, может развивать в течение 30 мин мощность 10 кВт, не перегреваясь. Затем он должен быть отключен от сети до тех пор, пока полностью не охладится до температуры окружающей среды.

В общем случае проверка таких двигателей по нагреву может выполняться по двум вариантам. Если данные нагрузочной диаграммы полностью соответствуют (или близки) номинальным данным двигателя, то специальной проверки двигателя по нагреву не требуется. Если же данные нагрузочной диаграммы существенно отличаются от паспортных данных двигателя, то необходимо выполнить дополнительные расчеты для проверки двигателя по нагреву.

Расчетная формула для этого случая может быть получена следующим образом. Двигатель при номинальной нагрузке за каталожное (нормированное) время работы $t_{р,кат}$ нагреется до допустимого превышения температуры

$$\tau_{доп} = \frac{\Delta P_{ном}}{A} (1 - e^{-t_{р,кат}/T_H}). \quad (8.39)$$

Кроме того, при работе в течение времени t_p с нагрузкой, отличной от номинальной, превышение температуры двигателя также не должно превышать того же допустимого значения

$$\tau_{доп} = \frac{\Delta P_K}{A} (1 - e^{-t_p/T_H}), \quad (8.40)$$

где ΔP_K — потери, соответствующие реальной нагрузке двигателя P_K .

Из (8.39) и (8.40) следует, что

$$\frac{\Delta P_K}{\Delta P_{ном}} = \frac{1 - e^{-t_{р,кат}/T_H}}{1 - e^{-t_p/T_H}} = \frac{a + (P_K/P_{ном})}{1 + a}, \quad (8.41)$$

откуда

$$P_K = P_{ном} \sqrt{(1 + a)(1 - e^{-t_{р,кат}/T_H}) / (1 - e^{-t_p/T_H}) - a}. \quad (8.42)$$

Если рассчитанная по (8.42) допустимая мощность P_K превышает эквивалентную мощность $P_э$, т. е. $P_K \geq P_э$, то двигатель будет работать в нормальном тепловом режиме, не перегреваясь сверх допустимого уровня. Аналогичные (8.42) расчетные формулы могут быть получены для допустимых момента M_K или тока I_K , сопоставление которых с полученным по нагрузочным диаграммам эквивалентным моментом $M_э$ или током $I_э$ позволяет делать суждение о степени нагрева двигателя.

Необходимо отметить, что двигатели, предназначенные для кратковременного режима работы, нецелесообразно использовать в продолжительном режиме из-за присущих им повышенных постоянных потерь мощности. Иногда та-

кие двигатели вследствие указанного свойства не могут работать в продолжительном режиме даже вхолостую, перегреваясь при этом выше допустимого уровня.

8.6. ПРОВЕРКА ДВИГАТЕЛЕЙ, РАБОТАЮЩИХ В ПОВТОРНО-КРАТКОВРЕМЕННОМ РЕЖИМЕ

Повторно-кратковременный режим работы двигателя характеризуется графиками, изображенными на рис. 8.12. Основными показателями этого режима работы являются момент M , развиваемый двигателем на рабочих участках, и времена работы t_p и паузы t_0 , которые в сумме составляют время цикла $t_{ц}$, а также относительная продолжительность включения двигателя за цикл

$$ПВ \% = \frac{t_p}{t_p + t_0} \cdot 100 \% = \frac{t_p}{t_{ц}} \cdot 100 \% \quad (8.43)$$

К показанному на рис. 8.12 стандартному для режима S3 графику нагрузки могут быть сведены более сложные графики, в частности характерные для режимов S4 и S5, путем расчета эквивалентной мощности (или эквивалентных моментов и токов)

$$P_{э} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n P_i^2 t_{pi}}{\sum_{i=1}^n t_{pi}}} \quad (8.44)$$

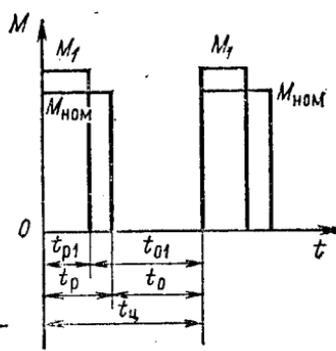
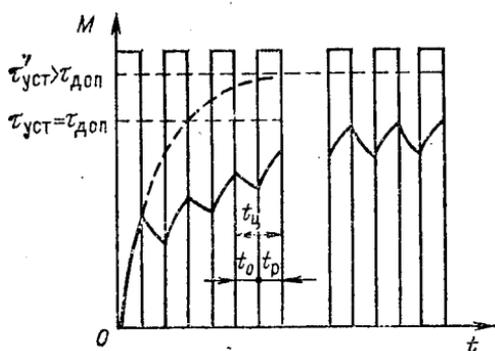


Рис. 8.12. Графики повторно-кратковременного режима работы двигателя

Рис. 8.13. Расчетные графики момента при повторно-кратковременном режиме

где P_i , t_i — мощность на отдельном участке цикла и продолжительность этого участка.

Для повторно-кратковременного режима работы выпускаются специальные серии двигателей. В каталогах на них указывается номинальная мощность $P_{\text{ном}}$ при нормативной продолжительности включения $\text{ПВ}_n = 15, 25, 40, 60$ и 100% . Длительность рабочего цикла для них не должна превышать 10 мин, в противном случае двигатель считается работающим в продолжительном режиме.

Если при повторно-кратковременном режиме параметры нагрузочной диаграммы (мощность и ПВ) равны или близки к номинальным, то проверка двигателя по нагреву не требуется, поскольку работа при таких параметрах нагрузочной диаграммы гарантируется заводом-изготовителем.

Рассмотрим проверку двигателя по нагреву для случая, когда относительная продолжительность включения двигателя в реальном цикле ПВ_1 отличается от нормативной ПВ_n , т. е. $\text{ПВ}_1 \neq \text{ПВ}_n$. Допустим, что ПВ_1 соответствует моменту M_1 , а стандартной ПВ_n соответствует номинальный момент $M_{\text{ном}}$ (рис. 8.13). На основании метода средних потерь можно утверждать, что среднее превышение температуры двигателя при его работе с моментом $M_1 \neq M_{\text{ном}}$ при $\text{ПВ}_1 \neq \text{ПВ}_n$ не будет превышать допустимой температуры, если средние потери мощности за цикл при M_1 и ПВ_1 не будут превышать потерь за тот же цикл при $M_{\text{ном}}$ и ПВ_n , т. е. если

$$\frac{\Delta P_1 t_{p1}}{t_{p1} + t_{o1}} \leq \frac{\Delta P_{\text{ном}} t_p}{t_p + t_o} \quad (8.45)$$

или

$$\Delta P_1 \text{ПВ}_1 \leq \Delta P_{\text{ном}} \text{ПВ}_n. \quad (8.46)$$

Отсюда следует, что, для того чтобы при работе с моментом M_1 и ПВ_1 средняя температура двигателя не превышала допустимую, между потерями мощности должно существовать соотношение

$$\Delta P_{\text{ном}} \geq \Delta P_1 \text{ПВ}_1 / \text{ПВ}_n. \quad (8.47)$$

Проверка двигателя по нагреву может быть произведена также сопоставлением номинальных тока, момента и мощности двигателя с аналогичными эквивалентными величинами, определяемыми по нагрузочным диаграммам. Заменяя в (8.47) потери мощности через постоянные K и пе-

ременные $V_{\text{ном}}$ потери и обозначая $a = K/V_{\text{ном}}$, после преобразований получаем

$$I_{\text{ном}} \geq I_1 \sqrt{\overline{P_{B1}/[a(P_{Bн} - P_{B1}) + P_{Bн}]}} \quad (8.48)$$

При условии постоянства магнитного потока за цикл работы из (8.48) следует такое соотношение:

$$M_{\text{ном}} \geq M_1 \sqrt{\overline{P_{B1}/[a(P_{Bн} - P_{B1}) + P_{Bн}]}} \quad (8.49)$$

а из (8.49) при условии неизменности скорости двигателя— следующее соотношение:

$$P_{\text{ном}} \geq P_1 \sqrt{\overline{P_{B1}/[a(P_{Bн} - P_{B1}) + P_{Bн}]}} \quad (8.50)$$

Если условия (8.48) — (8.50) выполняются, то температура двигателя не будет превосходить допустимого значения.

В часто встречающихся случаях, когда относительная продолжительность включения P_{B1} незначительно отличается от нормативной $P_{Bн}$, в (8.48) — (8.50) произведением $a(P_{B1} - P_{Bн})$ можно пренебречь и они запишутся в виде

$$I_{\text{ном}} \geq I_1 \sqrt{P_{B1}/P_{Bн}}; \quad (8.51)$$

$$M_{\text{ном}} \geq M_1 \sqrt{P_{B1}/P_{Bн}}; \quad (8.52)$$

$$P_{\text{ном}} \geq P_1 \sqrt{P_{B1}/P_{Bн}}. \quad (8.53)$$

На практике нагрузка двигателя в пределах цикла не остается неизменной. В этом случае нагрузочные диаграммы $P(t)$, $M(t)$ и $i(t)$ могут быть заменены эквивалентными в отношении нагрева нагрузочными диаграммами

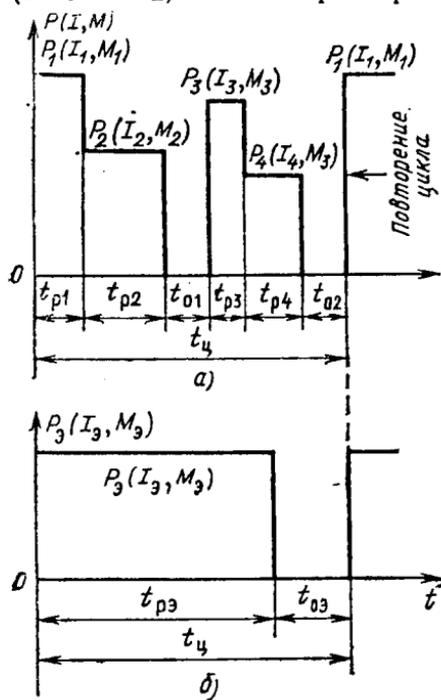


Рис. 8.14. Эквивалентная нагрузочная диаграмма при повторно-кратковременном режиме

мами с постоянными эквивалентными мощностью, моментом, током и потерями мощности.

Переход от реальной к эквивалентной диаграмме иллюстрирует рис. 8.14. При такой замене эквивалентные времена работы, пауз и относительная продолжительность включения определяются следующим образом:

$$t_{p,э} = \Sigma t_p; t_{o,э} = \Sigma t_o;$$

$$ПВ_э \% = \frac{t_{p,э}}{t_{p,э} + t_{o,э}} \cdot 100 \% = \frac{\Sigma t_p}{\Sigma t_p + \Sigma t_o} \cdot 100 \% . \quad (8.54)$$

Средние потери мощности применительно к диаграмме рис. 8.14, а определяются по формуле

$$\Delta P_{ср} = \frac{\Delta P_1 t_{p1} + \Delta P_2 t_{p2} + \Delta P_3 t_{p3} + \Delta P_4 t_{p4}}{t_{p1} + t_{p2} + t_{p3} + t_{p4}} , \quad (8.55)$$

а эквивалентные момент и ток — по формулам, аналогичным выражению (8.44).

После определения $\Delta P_{ср}$, $ПВ_э$, $P_э$, $M_э$, $I_э$ проверка двигателя производится по формулам (8.47)—(8.50), в которых этими величинами следует заменять соответственно ΔP_1 , $ПВ_1$, P_1 , M_1 или I_1 .

Проверка двигателей по нагреву, предназначенных для продолжительного режима работы, но используемых для повторно-кратковременной нагрузки, может быть выполнена с помощью формул (8.48)—(8.50), если положить в них $ПВ_n = 100 \%$,

$$I_{ном} \geq I_1 \sqrt{ПВ_1 / (1 + a - aПВ_1 / 100)}; \quad (8.56)$$

$$M_{ном} \geq M_1 \sqrt{ПВ_1 / (1 + a - aПВ_1 / 100)}; \quad (8.57)$$

$$P_{ном} \geq P_1 \sqrt{ПВ_1 / (1 + a - aПВ_1 / 100)}, \quad (8.58)$$

где $I_{ном}$, $M_{ном}$, $P_{ном}$ — номинальные данные двигателя для продолжительного режима.

При многоучастковой нагрузочной диаграмме вначале производится определение эквивалентных величин, которыми затем заменяются в формулах (8.56) — (8.58) $ПВ_1$, I_1 , M_1 , P_1 .

Для двигателей продолжительного режима работы, у которых теплоотдача в периоды пауз ухудшается, целесообразно учитывать этот фактор при оценке нагрева. Опуская

вывод, который проводится на основании теплового баланса двигателя в периоды его включения и паузы, приведем конечное расчетное соотношение для токов

$$I_{\text{ном}} \geq I_1 \sqrt{\overline{P_{B_1} / [P_{B_1} + \beta_0(1+a)(1 - P_{B_1})]}} \quad (8.59)$$

где $\beta_0 = A_0/A$ — коэффициент ухудшения теплоотдачи.

Аналогичные (8.59) условия можно записать для момента и мощности

$$M_{\text{ном}} \geq M_1 \sqrt{\overline{P_{B_1} / [P_{B_1} + \beta_0(1+a)(1 - P_{B_1})]}} \quad (8.60)$$

$$P_{\text{ном}} \geq P_1 \sqrt{\overline{P_{B_1} / [P_{B_1} + \beta_0(1+a)(1 - P_{B_1})]}} \quad (8.61)$$

Нетрудно заметить, что, полагая в (8.59) — (8.61) $\beta_0 = 1$, получаем соотношения (8.56) — (8.58).

Отметим, что применение для повторно-кратковременного режима двигателей, предназначенных для продолжительного режима, является, как правило, нецелесообразным.

8.7. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДОПУСТИМОЙ ЧАСТОТЫ ВКЛЮЧЕНИЙ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ

При значительной частоте включений АД большое значение приобретают потери в переходных режимах, вызывающие их интенсивный нагрев и лимитирующие по этой причине количество включений, реверсов и торможений. В связи с отмеченным возникает задача определения минимально допустимой длительности рабочего цикла $t_{\text{ц, доп}}$, при которой превышение температуры не достигает допустимого уровня, или допустимой частоты рабочих циклов, которая характеризуется допустимым числом включений в час h .

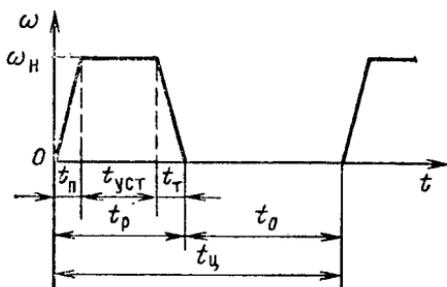
Особенно важна эта проблема для АД с короткозамкнутым ротором, так как в этом случае все потери энергии выделяются в объеме самой электрической машины, в то время как при использовании ДПТ или АД с фазным ротором большая часть потерь энергии рассеивается во внешних резисторах цепей якорей или роторов. Поэтому решим эту задачу применительно к АД с короткозамкнутым ротором.

Допустимым числом включений в час считают такое, при котором среднее превышение температуры после большого числа циклов будет равно допустимому. Положим, что

рабочий цикл состоит из периодов пуска, работы с установившейся скоростью при постоянной нагрузке, торможения и паузы, когда АД отключен от сети. Такому циклу работы соответствует упрощенный график изменения скорости во времени (тахограмма), показанный на рис. 8.15.

Потери энергии, выделяющиеся в АД за цикл, состоят из потерь энергии за время пуска $\Delta A_{\text{п}}$, торможения $\Delta A_{\text{т}}$ и работы с установившейся скоростью $\Delta A_{\text{уст}} = \Delta P t_{\text{уст}}$. Потери энергии, выделенные в окружающую среду, за время работы с установившейся скоростью равны $\Delta P_{\text{ном}} t_{\text{уст}}$, за

Р и с. 8.15. График изменения скорости двигателя при определении допустимой частоты его включения



время паузы $\beta_0 \Delta P_{\text{ном}} t_0$, а за время пуска и торможения $\Delta P_{\text{ном}} (t_{\text{п}} + t_{\text{т}}) (1 + \beta_0) / 2$. При этом принято, что за время пуска и торможения коэффициент ухудшения теплоотдачи равен среднему значению между начальным и конечным значениями β , т. е. $(1 + \beta_0) / 2$.

Для удаленного цикла работы, где наступает квазиустановившийся тепловой режим работы АД, количество выделившихся потерь энергии равно количеству потерь энергии, отданных в окружающую среду. На основании этого можно записать

$$\begin{aligned} \Delta A_{\text{п}} + \Delta P t_{\text{уст}} + \Delta A_{\text{т}} &= \Delta P_{\text{ном}} (t_{\text{п}} + t_{\text{т}}) (1 + \beta_0) / 2 + \\ &+ \Delta P_{\text{ном}} t_{\text{уст}} + \beta_0 \Delta P_{\text{ном}} t_0. \end{aligned} \quad (8.62)$$

Так как $t_{\text{п}} = 3600 / h$, то $t_{\text{уст}} = 3600 (\text{ПВ} / h - t_{\text{п}} - t_{\text{т}})$ и $t_0 = 3600 (1 - \text{ПВ}) / h$. Подставляя в (8.62) значения $t_{\text{уст}}$ и t_0 и решая его относительно h , получаем

$$h = \frac{3600 [(\Delta P_{\text{ном}} - \Delta P) \text{ПВ} + \Delta P_{\text{ном}} \beta_0 (1 - \text{ПВ})]}{\Delta A_{\text{п}} + \Delta A_{\text{т}} - (t_{\text{п}} + t_{\text{т}}) [\Delta P + (1 + \beta_0) \Delta P_{\text{ном}} / 2 - \Delta P_{\text{ном}}]}. \quad (8.63)$$

Для АД с короткозамкнутым ротором третьим членом в знаменателе по сравнению с суммой $\Delta A_{\text{п}} + \Delta A_{\text{т}}$ можно пренебречь, так как он составляет 2—4 % этой суммы. В этом случае

$$h \approx 3600 \frac{(\Delta P_{\text{ном}} - \Delta P) \text{ПВ} + \Delta P_{\text{ном}} \beta_0 (1 - \text{ПВ})}{\Delta A_{\text{п}} + \Delta A_{\text{т}}} . \quad (8.64)$$

Если в установившемся режиме АД работает с номинальной мощностью и $\Delta P = \Delta P_{\text{ном}}$, то формула (8.64) еще более упрощается

$$h \approx 3600 \frac{\Delta P_{\text{ном}} \beta_0 (1 - \text{ПВ})}{\Delta A_{\text{п}} + \Delta A_{\text{т}}} . \quad (8.65)$$

Из (8.64) следует, что допустимое число включений в час зависит от нагрузки, относительной продолжительности включения ПВ, коэффициента ухудшения теплоотдачи β_0 и потерь энергии в переходных процессах $\Delta A_{\text{п}} + \Delta A_{\text{т}}$. С уменьшением ΔP , $\Delta A_{\text{п}}$ и $\Delta A_{\text{т}}$ допустимая частота включений АД возрастает.

Более сложная зависимость существует между допустимой частотой и продолжительностью включения. При $\Delta P_{\text{ном}} - \Delta P = \beta_0 \Delta P_{\text{ном}}$ допустимая частота включения h не зависит от ПВ, что физически означает эквивалентность с точки зрения нагрева периодов работы и паузы.

Если $\Delta P_{\text{ном}} - \Delta P > \beta_0 \Delta P_{\text{ном}}$, то с ростом ПВ увеличивается и допустимая частота включения. Это означает, что с точки зрения отвода тепла работа АД с установившейся скоростью более эффективна, чем в период паузы.

И, наконец, если $\Delta P_{\text{ном}} - \Delta P < \beta_0 \Delta P_{\text{ном}}$, то с ростом ПВ допустимая частота включений АД уменьшается из-за менее интенсивного отвода тепла в период работы АД.

Увеличение допустимой частоты включения может быть достигнуто независимой вентиляцией АД, действующей одинаково интенсивно в течение всего времени цикла. Существенного увеличения допустимой частоты включения можно добиться путем уменьшения потерь энергии в переходных процессах, например использованием частотного управления для АД.

Полученные выше соотношения могут быть использованы при оценке теплового состояния АД при его работе в режиме S5 и также S4, если в них положить $\Delta A_{\text{т}} = 0$.

Пример 8.1. ДПТ независимого возбуждения с самовентиляцией имеет паспортные данные, приведенные в примере 3.1. Двигатель работает с номинальным моментом нагрузки $M_c = M_{ном}$ по графику скорости рис. 8.15, который характеризуется следующими параметрами: $t_{п} = 0,4$ с, $t_{уст} = 26$ с, $t_r = 0,3$ с, $t_0 = 50$ с. Суммарный приведенный момент инерции привода $J = 0,12$ кг·м². На участке торможения используется динамическое торможение. Определить допустимую частоту включения двигателя.

Для расчета используем формулу (8.65), определив предварительно входящие в нее величины.

1. Номинальные потери мощности определяем по (8.18):

$$\Delta P_{ном} = P_{ном} (1 - \eta_{ном}) / \eta_{ном} = 2200 (1 - 0,77) / 0,77 = 657 \text{ Вт.}$$

2. Относительная продолжительность включения:

$$ПВ = \frac{t_p}{t_{ц}} = \frac{0,4 + 26 + 0,3}{0,4 + 26 + 0,3 + 50} = 0,35.$$

3. Определяем потери энергии при пуске $\Delta A_{п}$ и торможении $\Delta A_{т}$. Для этого вначале по (7.41) рассчитаем потери в переходных процессах при работе двигателя вхолостую:

$$\Delta A_{20}^п = \Delta A_{20}^т = J \omega_0^2 / 2 = 0,12 \cdot 120^2 / 2 = 864 \text{ Дж.}$$

Для вычисления потерь энергии при работе двигателя под нагрузкой воспользуемся формулой (7.56). Для приближенного определения входящего в эту формулу среднего момента двигателя в переходных режимах $M_{ср}$ используем данные графика скорости. Из (1.11) следует, что

$$M_{ср} \approx \frac{J \omega_{ном}}{t_{ц}} + M_c = \frac{0,12 \cdot 105}{0,4} + 21 = 52,5 \text{ Н·м.}$$

Тогда в соответствии с (7.56)

$$\Delta A_{п} = \frac{M_{ср}}{M_{ср} - M_c} \Delta A_{20}^п = \frac{52,5}{52,5 - 21} 864 = 1440 \text{ Дж;}$$

$$\Delta A_{т} = \frac{M_{ср}}{M_{ср} + M_c} \Delta A_{20}^т = \frac{52,5}{52,5 + 21} 864 = 617 \text{ Дж.}$$

4. По (8.56) находим допустимую частоту включений двигателя, принимая $\beta_0 = 0,5$:

$$\begin{aligned} h &= 3600 \frac{\Delta P_{ном} \cdot \beta_0 (1 - ПВ)}{\Delta A_{п} + \Delta A_{т}} = \\ &= \frac{3600 \cdot 657 \cdot 0,5 \cdot (1 - 0,35)}{1440 + 617} = 747 \text{ вкл/ч.} \end{aligned}$$

Заметим, что полученный результат характеризует допустимую частоту включений двигателя по условиям его нагрева.

8.8. ВЫБОР ДВИГАТЕЛЯ ДЛЯ РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Выбор двигателя по мощности для регулируемого по скорости электропривода имеет ту особенность, что в этом случае имеет место изменение нагрузки двигателя. В то же время для полного использования двигателя его мощность должна быть выбрана так, чтобы нагрузка при работе на любой скорости не превосходила допустимой по условиям нагрева. Достигается это выбором соответствующего способа регулирования скорости, при котором соблюдается данное условие. Рассмотрим решение этой задачи на основе конкретных примеров.

Напомним, что рассмотренные ранее способы регулирования скорости по условию допустимой нагрузки делятся на две основные группы. К первой из них относятся способы, при использовании которых допустимой нагрузкой при всех скоростях является постоянный момент, равный номинальному (например, регулирование с помощью резисторов в роторе АД и якоре ДПТ, изменением напряжения на якоре ДПТ и статоре СД, в некоторых каскадных схемах). В силу этого их называют способами регулирования скорости при постоянном моменте.

Вторую группу составляют способы, при которых максимально допустимой является нагрузка постоянной мощностью, равной номинальной при всех скоростях, или, как говорят, способы регулирования при постоянной мощности. К таким способам относятся регулирование скорости уменьшением (ослаблением) магнитного потока ДПТ и с помощью некоторых каскадных схем и схем изменения числа полюсов АД. Рассмотрим теперь особенности выбора мощности двигателя при конкретных зависимостях нагрузки от скорости и учете способа регулирования скорости в предположении, что на каждой скорости двигатель работает длительно.

а) $M_c = \text{const}$ при всех скоростях. При таком характере нагрузки во всем диапазоне изменения скорости от минимальной ω_{\min} до максимальной ω_{\max} момент нагрузки постоянен ($M_c = \text{const}$), а мощность нагрузки $P_c = M_c \omega$ возрастает при увеличении скорости по линейному закону. Оценим мощность выбираемого электродвигателя, ориентируясь на использование различных способов регулирования скорости.

Регулирование скорости при постоянном моменте. Этот способ обеспечивает регулирование скорости вниз от но-

минальной. Поэтому номинальная скорость двигателя соответствует максимальной в заданном диапазоне, т. е. $\omega_{\text{ном}} = \omega_{\text{max}}$. Номинальный момент двигателя должен быть принят равным моменту нагрузки, т. е. $M_{\text{ном}} = M_c$ и номинальная мощность выбираемого двигателя должна быть равна

$$P_{\text{ном}} = M_{\text{ном}} \omega_{\text{ном}} = M_c \omega_{\text{max}} = P_{\text{cmax}}. \quad (8.66)$$

Как видно из (8.66), номинальная мощность двигателя равна максимально возможной и при этом на всех скоростях двигатель загружен полностью и работает в нормальном тепловом режиме. Очевидно, что выбранный для данного характера нагрузки способ регулирования скорости при постоянном моменте является рациональным, оправданным.

Регулирование скорости при постоянной мощности. Для этого способа характерно регулирование скорости вверх от номинальной (например путем уменьшения магнитного потока ДПТ), поэтому за номинальную скорость двигателя должна быть принята минимальная скорость в диапазоне, т. е. $\omega_{\text{ном}} = \omega_{\text{min}}$. Поскольку номинальная мощность двигателя должна быть и в этом случае равна максимальной мощности нагрузки $P_c = M_c \cdot \omega_{\text{max}}$, то номинальный момент двигателя должен быть равен

$$M_{\text{ном}} = \frac{P_{\text{ном}}}{\omega_{\text{ном}}} = \frac{P_{\text{cmax}}}{\omega_{\text{min}}} = \frac{M_c \omega_{\text{max}}}{\omega_{\text{min}}} = M_c D, \quad (8.67)$$

где $D = \omega_{\text{max}} / \omega_{\text{min}}$ — диапазон регулирования.

Из (8.67) следует, что номинальный момент двигателя должен в D раз превосходить момент нагрузки. Двигатель при данном способе регулирования скорости загружен полностью только на максимальной скорости ω_{max} , когда по якору протекает номинальный ток, а магнитный поток минимален. При других, меньших скоростях поток двигателя увеличивается, ток в якоре уменьшается и тем самым двигатель оказывается недоиспользуемым по условиям нагрева. Другими словами, оказывается завышенным габарит двигателя, который определяется, как это строго показано в теории электрических машин, номинальным моментом.

Таким образом, при рассматриваемом характере нагрузки ($M_c = \text{const}$) использование способов регулирования скорости при постоянной мощности оказывается нерациональным, так как требует завышения габаритов двигателя.

б) $P_c = \text{const}$ при всех скоростях. В этом случае также принципиально возможно использование способов регулирования скорости при постоянном моменте и при постоянной мощности. Проведем анализ, как и раньше, для каждого из способов.

Регулирование скорости при постоянном моменте. В силу того, что этот способ обеспечивает регулирование скорости вниз от номинальной, за номинальную скорость двигателя должна быть принята максимальная скорость в диапазоне, т. е. $\omega_{\text{ном}} = \omega_{\text{max}}$. Максимальный момент двигателя, на который он должен быть выбран при $P_c = \text{const}$, соответствует минимальной скорости

$$M_{\text{cmax}} = P_c / \omega_{\text{min}} = M_{\text{ном}}. \quad (8.68)$$

Следовательно, номинальная мощность двигателя определяется как

$$P_{\text{ном}} = M_{\text{ном}} \omega_{\text{ном}} = P_c \omega_{\text{max}} / \omega_{\text{min}} = P_c D, \quad (8.69)$$

т. е. она должна быть в D раз больше мощности нагрузки P_c . Это означает, что при работе двигателя на всех скоростях, кроме минимальной, он будет недогружен и недоиспользован по нагреву.

Регулирование скорости при постоянной мощности. Этот способ обеспечивает регулирование скорости вверх от номинальной. И в этом случае в качестве номинальной должна быть принята минимальная скорость в заданном диапазоне, т. е. $\omega_{\text{ном}} = \omega_{\text{min}}$, а номинальный момент

$$M_{\text{ном}} = P_c / \omega_{\text{min}} = P_c / \omega_{\text{ном}}. \quad (8.70)$$

Тогда номинальная мощность выбираемого двигателя

$$P_{\text{ном}} = M_{\text{ном}} \omega_{\text{ном}} = P_c \omega_{\text{ном}} / \omega_{\text{ном}} = P_c, \quad (8.71)$$

т. е. равна мощности нагрузки. Двигатель при этом будет загружен полностью на всех скоростях и работать в нормальном тепловом режиме.

Проведенный анализ позволяет сделать следующее важное заключение: для выбора минимального по габариту двигателя и обеспечения его полного использования по нагреву необходимо, чтобы способ регулирования его скорости по показателю допустимой нагрузки соответствовал зависимости нагрузки от скорости. При нагрузке вида $M_c = \text{const}$ целесообразно использование способов регулиро-

вания при постоянном моменте, а при $P_c = \text{const}$ — при постоянной мощности.

Отметим в заключение, что при сделанном анализе не принималось во внимание изменение условий охлаждения двигателя при регулировании его угловой скорости. В тех случаях, когда двигатель охлаждается от вентилятора, установленного на его валу, интенсивность охлаждения двигателя при снижении скорости уменьшается. Поэтому при малых скоростях допустимые ток и момент двигателя должны быть снижены, в силу чего номинальный момент двигателя должен быть выбран несколько большего значения по сравнению с расчетным. Тем не менее основной вывод этого параграфа о необходимости соответствия характера нагрузки допустимой для двигателя по условиям нагрева остается полностью справедливым.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Армeнский Е. В., Фальк Г. Б. Электрические микромашины. М.: Высшая школа, 1975. 240 с.
2. Асинхронный электропривод с тиристорными коммутаторами/Л. П. Петров, В. А. Ладензон, М. П. Обуховский, Р. Г. Подзолов. М.: Энергия, 1970, 128 с.
3. Бертинов А. И., Варлей В. В. Электрические машины с катящимся ротором. М.: Энергия, 1969. 200 с.
4. Бычков В. П. Электропривод и автоматизация металлургического производства. М.: Высшая школа, 1977. 391 с.
5. Вешеневский С. Н. Характеристики двигателей в электроприводе. М.: Энергия, 1977. 432 с.
6. Вершинин П. П., Хашпер Л. Я. Применение синхронных электроприводов в металлургии. М.: Металлургия, 1974. 272 с.
7. Голован А. Т. Основы электропривода. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1959. 344 с.
8. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями/Под ред. М. Г. Чиликина. М.: Энергия, 1971. 624 с.
9. Зимин Е. Н., Яковлев В. И. Автоматическое управление электроприводами. М.: Высшая школа, 1979. 318 с.
10. Иванов-Смоленский А. В. Электрические машины. М.: Энергия, 1980. 909 с.
11. Ильинский Н. Ф. Электроприводы постоянного тока с управляемым моментом. М.: Энергоиздат, 1981. 144 с.
12. Капунцов Ю. Д., Елисеев В. А., Ильяшенко Л. А. Электрооборудование и электропривод промышленных установок. М.: Высшая школа, 1979. 359 с.
13. Ключев В. И. Ограничение динамических нагрузок электропривода. М.: Энергия, 1973. 320 с.
14. Москаленко В. В. Электродвигатели специального назначения. М.: Энергоиздат, 1981. 104 с.
15. Онищенко Г. Б. Асинхронный вентильный каскад. М.: Энергия, 1967. 153 с.
16. Петелин Д. П. Автоматическое управление синхронными электроприводами. М.: Энергия, 1968. 192 с.
17. Петров Л. П. Управление пуском и торможением асинхронных двигателей. М.: Энергоиздат, 1981. 184 с.
18. Сандлер А. С. Электропривод и автоматизация станков. М.: Высшая школа, 1972. 440 с.
19. Сандлер А. С., Сарбатов Р. С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. М.: Энергия, 1974. 328 с.
20. Сарбатов Р. С., Безаев В. Г. Экстремальное регулирование в электроприводе переменного тока при повторно-кратковременном режиме работы. — Тр. МЭИ, 1978, вып. 362, с. 102—104.

21. Свечарник Д. В. Линейный электропривод. М.: Энергия, 1979. 152 с.
22. Сиротин А. А. Автоматическое управление электроприводом. М.: Энергия, 1969. 560 с.
23. Слежановский О. В., Бирюков А. В., Хуторецкий В. М. Устройства унифицированной блочной системы регулирования дискретного типа (УБСР-Д). М.: Энергия, 1975. 256 с.
24. Соколов М. М. Автоматизированный электропривод общепромышленных механизмов. М.: Энергия, 1976. 488 с.
25. Соколов М. М., Сорокин Л. К. Электропривод с линейными асинхронными двигателями. М.: Энергия, 1974. 136 с.
26. Сыромятников И. А. Режимы работы асинхронных и синхронных электродвигателей. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1963. 199 с.
27. Сыромятников И. А. Синхронные двигатели. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1959. 224 с.
28. Тиристорные преобразователи частоты в электроприводе/ А. Я. Бернштейн, Ю. М. Гусяцкий, А. В. Кудрявцев, Р. С. Сарбатой. М.: Энергия, 1980. 326 с.
29. Федоров А. А., Ристхейн Э. М. Электроснабжение промышленных предприятий. М.: Энергия, 1981. 360 с.
30. Филиппов Б. А., Ильинский Н. Ф. Основы электропривода. М.: МЭИ, 1977. 203 с.
31. Фишбейн В. Г. Расчет систем подчиненного регулирования вентиляного электропривода постоянного тока. М.: Энергия, 1972. 136 с.
32. Цифровые системы управления электроприводами/А. А. Батоврин, П. Г. Дашевский, В. Д. Лебедев и др. Л.: Энергия, 1977. 256 с.
33. Чиликин М. Г., Ключев В. И., Сандлер А. С. Теория автоматизированного электропривода. М.: Энергия, 1979. 616 с.
34. Чиликин М. Г., Сандлер А. С. Общий курс электропривода. М.: Энергоиздат, 1981. 576 с.
35. Основы автоматизированного электропривода/М. Г. Чиликин, М. М. Соколов, В. М. Терехов, А. В. Шинянский. М.: Энергия, 1974. 568 с.
36. Шубенко В. А., Браславский И. Я. Тиристорный асинхронный электропривод с фазовым управлением. М.: Энергия, 1972. 130 с.
37. Электромагнитные переходные процессы в асинхронном электроприводе/М. М. Соколов, Л. П. Петров, Л. Б. Масандилов, В. А. Ладензон. М.: Энергия, 1971. 624 с.
38. ГОСТ 16593-79. Электроприводы. Термины и определения.
39. Замараев Б. С., Райхман Э. Н. Влияние тиристорных электроприводов на электроснабжающие сети. — Электропривод и автоматизация промышленных установок. М.: ВИНТИ, 1977, т. 5. 92 с.
40. Электрические двигатели с гладким якорем для систем автоматики/Под ред. Ю. К. Васильева. М.: Энергия, 1979. 176 с.
41. Электротехнический справочник. Использование электрической энергии. Т. 3. Кн. 2/Под ред. В. Г. Герасимова, П. Г. Грудинского, Л. А. Жукова и др. М.: Энергоиздат, 1982. 560 с.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

А

- Автономный инвертор напряжения 235
- — тока 235
- Адаптивное управление 346
- Астатическое регулирование 54

В

- Воздействие возмущающее 53
- управляющее 53
- Время переходного процесса 31, 273
- пуска 32, 273
- реверсирования 164
- торможения 274
- цикла 375, 401

Д

- Диаграмма нагрузочная двигателя 376
- — исполнительного органа 375
- скорости 375
- Диапазон регулирования 44, 65, 202

Ж

- Жесткость механической характеристики 88, 90, 93

З

- Зазор 24
- Задатчик интенсивности 160

- Законы частотного регулирования 223
- Звено упругое 22

И

- Источник тока 109
- Искажение формы напряжения 101

К

- Каскад асинхронный вентильный 247
- вентильно-машинный 245
- электрический 245
- электромеханический 245
- Ключ тиристорный 117
- Компенсация реактивной мощности 280
- Коррекция последовательная 58
- Коэффициент жесткости 26
- мощности 86, 100, 199, 281
- перегрузки механической 392
- — термической 392
- плавности регулирования 45
- полезного действия 350
- ухудшения теплоотдачи 381
- форсировки 156

М

- Метод графоаналитический 38
- средних потерь 387
- численный 37
- эквивалентного момента 389

Метод эквивалентного тока 388
— эквивалентной мощности 390
Момент активный 26, 138
— динамический 21, 29
— инерции 20
— короткого замыкания 75
— критический 196, 198
— максимальный 196
— пусковой 32, 196
— реактивный 26, 139
— статический 19
— электромагнитный 60
Мощность активная 199, 280
— полная 199, 282
— реактивная 104, 199, 282
— скольжения 203

Н

Нагрузка допустимая 46, 66
— постоянная 385
— циклическая 386

О

Ослабление поля 74, 182
Отсечка токовая 93

П

Перегрузочная способность 222
Передаточное число 19, 40
Перепад скорости динамический 145
— — статический 145
Перерегулирование 68
Постоянная времени нагрева 380
— — охлаждения 381
— — электромагнитная 141, 150
— — электромеханическая 33, 135
Потери мощности переменные 351
— — постоянные 351
— — эквивалентные 387, 398
— энергии 353, 359, 371
Превышение температуры 380
Преобразователь напряжения 77
— частоты 13, 225, 313

Продолжительность включения 384, 396
Пуск 122, 153, 164, 260, 288

Р

Реверсирование 125, 138, 153, 164, 261
Регулирование импульсное 114, 240, 248
— координат 41, 177
— момента 46, 64
— параметрическое 44
— подчиненное 165
— положения 42, 48
— реостатное 64, 179, 201
— скорости 43, 64, 166, 295
— тока 46, 64
Регулятор напряжения 213, 287
— скорости 168
— тока 166, 286
Режим генераторный 62, 198
— двигательный 62, 198
— короткого замыкания 62, 198
— кратковременный 383, 391
— повторно-кратковременный 383, 396
— продолжительный 383, 385
— холостого хода 62, 198

С

Связь обратная гибкая 55
— — жесткая 55
— — линейная 55
— — нелинейная 55, 93, 111
— — по напряжению 89
— — по скорости 86, 217, 317
— — по току 91, 93
— — положительная 55
— — отрицательная 55
Система управления замкнутая 53, 86
— — комбинированная 53, 55
— — разомкнутая 53
— — с общим усилителем 56

Система управления с подчиненным регулированием координат 57, 165

Сквозность 114

Скольжение 194

— абсолютное 239

— критическое 196

Скорость холостого хода 61, 194

Стабильность скорости 45

Т

Температура двигателя 380

— окружающей среды 380

Теплоемкость 380

Теплоотдача 380

Ток возбуждения 59, 280

— короткого замыкания 75, 195

Торможение динамическое 64, 125, 136, 187, 256, 264

— противовключением 64, 127, 254, 265

— рекуперативное 63, 154, 176, 255

У

Угол управления 80

Уравнение движения 16

Устойчивость движения 27

Ф

Формирование переходных процессов 155, 275

— статических характеристик электропривода 86

Форсирование переходных процессов 155

Х

Характеристика двигателя динамическая 269

— — естественная 25, 72, 194

— — искусственная 25, 72

— — механическая 24, 61, 195, 278

— — угловая 278

— — U-образная 280

— — электромеханическая 27, 60, 194

— исполнительного органа механическая 25

Ч

Частота включений допустимая 400

Частотно-токовое управление 237

Ш

Шунтирование якоря 107, 185

Э

Экономичность регулирования 45, 66, 203

Электропривод адаптивный 12, 346

— взаимосвязанный 13

— вентиляный 12, 77

— групповой 13

— индивидуальный 13

— многодвигательный 13

— программно-управляемый 12, 337

— следящий 12, 326

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	5
В.1. Электропривод как средство электрификации и автоматизации технологических процессов	5
В.2. Понятие «электропривод»	6
В.3. Функции электропривода и требования к нему	9
В.4. Классификация электроприводов	11
В.5. Краткий исторический очерк развития электропривода	13
Глава первая	
Механика электропривода	
1.1. Уравнения механического движения	16
1.2. Расчетные схемы механической части электропривода	17
1.3. Многомассовые механические системы	21
1.4. Установившееся движение электропривода. Устойчивость механического движения	24
1.5. Неустановившееся движение электропривода при постоянном динамическом моменте	29
1.6. Неустановившееся движение электропривода при линейной зависимости моментов двигателя и исполнительного органа от скорости	32
1.7. Неустановившееся движение электропривода при произвольной зависимости динамического момента от скорости	33
1.8. Оптимизация передаточного числа редуктора	40
Глава вторая	
Общие принципы построения автоматизированного электропривода	
2.1. Понятие о регулировании координат электропривода	41
2.2. Регулирование скорости электроприводов	43
2.3. Регулирование тока и момента двигателей	46
2.4. Регулирование положения электроприводов	48
2.5. Режимы работы электроприводов	50
2.6. Общие принципы построения систем управления электроприводами	52
Глава третья	
Электропривод с двигателями постоянного тока	
3.1. Схема включения, статические характеристики и режимы работы двигателя постоянного тока независимого возбуждения	59
3.2. Регулирование скорости, тока и момента ДПТ независимого возбуждения с помощью резисторов в цепи якоря	64
3.3. Регулирование скорости ДПТ независимого возбуждения изменением магнитного потока	74
413	

3.4. Регулирование координат ДПТ независимого возбуждения изменением подводимого к якору напряжения	77
3.5. Формирование статических характеристик электропривода в замкнутой системе преобразователь — двигатель	86
3.6. Примеры замкнутых систем преобразователь — двигатель	95
3.7. Влияние вентиляющего электропривода постоянного тока на сети электроснабжения и способы снижения этого влияния	99
3.8. Регулирование скорости ДПТ независимого возбуждения в схеме с шунтированием якоря	107
3.9. Регулирование координат электропривода в системе источник тока — двигатель	109
3.10. Импульсный способ регулирования координат	114
3.11. Автоматическое управление ДПТ независимого возбуждения при пуске, реверсе и торможении при питании его от сети	119
3.12. Переходные процессы при питании ДПТ независимого возбуждения от сети	133
3.13. Переходные процессы в системе преобразователь — двигатель. Формирование переходных процессов	148
3.14. Оптимизация динамических режимов электропривода по принципу подчиненного регулирования координат	165
3.15. Схема включения, статические характеристики и режимы работы двигателя постоянного тока последовательного возбуждения	175
3.16. Регулирование скорости, тока и момента ДПТ последовательного возбуждения с помощью резисторов в цепи якоря	179
3.17. Регулирование координат ДПТ последовательного возбуждения изменением магнитного потока и напряжения	182
3.18. Регулирование скорости ДПТ последовательного возбуждения в схемах с шунтированием якоря	185
3.19. Торможение ДПТ последовательного возбуждения	186
3.20. Схема управления ДПТ последовательного возбуждения	189
3.21. Схема включения и характеристики ДПТ смешанного возбуждения	191

Глава четвертая

Электропривод с асинхронным двигателем

4.1. Схема включения, статические характеристики и режимы работы АД	193
4.2. Коэффициент мощности АД и способы его повышения	199
4.3. Регулирование скорости, тока и момента с помощью резисторов в цепях ротора и статора	201
4.4. Регулирование скорости АД изменением числа пар полюсов	207
4.5. Регулирование координат электропривода в системе преобразователь напряжения — двигатель	213
4.6. Регулирование координат электропривода в системе преобразователь частоты — двигатель	222
4.7. Регулирование скорости АД в каскадных схемах включения	241
4.8. Импульсный способ регулирования координат АД	248
4.9. Управление АД по минимуму потерь электроэнергии	252
4.10. Торможение асинхронных двигателей	254
4.11. Автоматическое управление при пуске, реверсе и торможении АД	260
4.12. Переходные процессы в асинхронном электроприводе и их формирование	269

Глава пятая

Электропривод с синхронным двигателем

5.1. Схема включения, статические характеристики и режимы работы синхронного двигателя	276
5.2. Синхронный двигатель как компенсатор реактивной мощности	280
5.3. Общие принципы управления СД	284
5.4. Схемы управления СД	288
5.5. Переходные процессы в синхронном электроприводе	295

Глава шестая

Электроприводы со специальными свойствами и характеристиками

6.1. Применение в электроприводах двигателей с расширенными регулировочными свойствами	298
6.2. Электропривод с линейными электродвигателями	300
6.3. Электропривод с шаговыми двигателями	303
6.4. Электропривод с вентильным электродвигателем	312
6.5. Электропривод с двигателями повышенного быстродействия	318
6.6. Электропривод с низкоскоростными электродвигателями	321
6.7. Следящий электропривод	326
6.8. Электропривод с программным управлением	337
6.9. Электропривод с адаптивным управлением	346

Глава седьмая

Потери энергии и КПД электроприводов

7.1. Общие положения	350
7.2. Энергетические показатели нерегулируемого электропривода в установившемся режиме	351
7.3. Энергетические показатели регулируемого электропривода в установившемся режиме	355
7.4. Потери электроэнергии в переходных процессах электропривода и способы их снижения	359

Глава восьмая

Расчет мощности, выбор электродвигателей и проверка их по нагреву

8.1. Общие соображения по выбору электродвигателей	373
8.2. Нагрев и охлаждение двигателей	377
8.3. Классификация режимов работы электродвигателей	382
8.4. Проверка двигателей, работающих в продолжительном режиме	385
8.5. Проверка двигателей, работающих в кратковременном режиме	391
8.6. Проверка двигателей, работающих в повторно-кратковременном режиме	396
8.7. Определение допустимой частоты включений асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором	400
8.8. Выбор двигателя для регулируемого электропривода	404
Список литературы	408
Предметный указатель	410

УЧЕБНИК

Владимир Валентинович Москаленко

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД

Редактор Л. Б. Масандилов

Редактор издательства Л. А. Решмина

Художественные редакторы В. А. Гозак-Хозак,

Г. И. Панфилова

Технический редактор Н. П. Собакина

Корректор И. А. Володяева

ИБ № 1358

Сдано в набор 11.12.85. Подписано в печать 07.03.86 Т-00572 Формат 84×
Х100¹/₃₂ Бумага типографская № 3 Гарнитура литературная Печать высо-
кая Усл. печ. л. 21,84 Усл. кр.-отт. 21,84 Уч.-изд. л 24,23 Тираж 29 000 экз.
Заказ 368 Цена 1 р. 10 к.

Энергоатомиздат. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Владимирская типография Союзполиграфпрома
при Государственном комитете СССР
по делам издательства, полиграфии и книжной торговли
6000000, г. Владимир, Октябрьский проспект, д. 7