



ОБЩИЙ КУРС ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Р.Ф. БЕКИШЕВ
Ю.Н. ДЕМЕНТЬЕВ



ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ
Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования
**«НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ТОМСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»**

Р.Ф. Бекишев, Ю.Н. Дементьев

ОБЩИЙ КУРС ЭЛЕКТРОПРИВОДА

*Допущено УМО по образованию в области энергетики и электротехники
в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений,
обучающихся по специальности 140604 «Электропривод
и автоматика промышленных установок и технологических комплексов»
направления подготовки 140600 «Электротехника, электромеханика
и электротехнологии»*

Издательство
Томского политехнического университета
2010

УДК 621-83(075.8)
ББК 31.291я73
Б42

Бекишев Р.Ф.

Б42 Общий курс электропривода: учебное пособие / Р.Ф. Бекишев, Ю.Н. Дементьев; Национальный исследовательский Томский политехнический университет. — Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2010. — 302 с.

ISBN 978-5-98298-554-5

В пособии изложены основные вопросы теории и практики электрического привода. Рассмотрены принципы построения механической и электрической частей силового канала электропривода, свойства, характеристики и способы регулирования координат в электроприводах постоянного и переменного тока; принципы управления в электроприводе и вопросы конструирования электрических схем электропривода, а также правила их выполнения. Даны сведения об энергетических показателях электропривода и приведены примеры расчетов электропривода.

Предназначено для студентов, обучающихся по специальности 140604 «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов» направления подготовки 140600 «Электротехника, электромеханика и электротехнологии», а также по направлению 140200 «Электроэнергетика» и для студентов дистанционной формы обучения.

УДК 621-83(075.8)
ББК 31.291я73

Рецензенты

Доктор технических наук, профессор ТУСУРа
В.А. Бейнарович

Кандидат технических наук, доцент СГТА
С.Н. Кладиев

ISBN 978-5-98298-554-5

© ГОУ ВПО «Национальный
исследовательский Томский
политехнический университет», 2010
© Бекишев Р.Ф., Дементьев Ю.Н., 2010
© Оформление. Издательство Томского
политехнического университета, 2010

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	6
1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ ...	8
1.1. Определение понятия «электропривод».	
Функциональная схема электропривода	8
1.2. Общие требования к электроприводу	11
1.3. Классификация электроприводов	13
1.4. Основные тенденции развития современного электропривода	17
2. МЕХАНИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ ЭЛЕКТРОПРИВОДА	19
2.1. Общие сведения	19
2.2. Звенья механической части электропривода	20
2.3. Модели механической части электропривода	22
2.4. Приведенное механическое звено электропривода	24
2.5. Основные законы механики электропривода	26
2.6. Уравнение движения электропривода	31
2.7. Время пуска и торможения электропривода	34
2.8. Многомассовые системы электропривода	36
2.9. Механическая часть электропривода как объект управления	40
2.10. Свойства сил и моментов. Механические характеристики	41
2.11. Статический режим работы и его устойчивость	45
2.12. Неустановившееся движение электропривода	48
Контрольные вопросы	56
3. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ	57
3.1. Общие сведения	57
3.2. Управляемые выпрямители	59
3.3. Преобразователи частоты	68
3.4. Импульсные преобразователи	72
Контрольные вопросы	74
4. ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА	75
4.1. Принцип действия двигателя независимого возбуждения	75
4.2. Режимы работы ДПТ независимого возбуждения	79
4.3. Расчет регулировочных (добавочных) сопротивлений резисторов ..	83
4.4. Регулирование скорости ДПТ независимого возбуждения	
изменением магнитного потока	85
4.5. Регулирование координат ДПТ независимого возбуждения	
изменением подводимого к якору напряжения	87
4.6. Регулирование скорости ДПТ независимого возбуждения	
шунтированием якоря	93

4.7. Импульсный способ регулирования координат ДПТ	95
4.8. Электропривод с двигателями постоянного тока последовательного возбуждения	100
Контрольные вопросы	111
5. ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА	112
5.1. Принцип работы и характеристики асинхронной машины	112
5.2. Регулирование скорости, тока и момента АД с помощью резисторов в цепях ротора	119
5.3. Регулирование координат АД резисторами в цепи статора	121
5.4. Регулирование скорости АД изменением числа пар полюсов	122
5.5. Регулирование координат электропривода в системе «преобразователь напряжения — двигатель»	125
5.6. Регулирование координат электропривода в системе «преобразователь частоты — двигатель» (ПЧ—АД)	131
5.7. Преобразователь частоты без звена постоянного тока	134
5.8. Преобразователь частоты с промежуточным звеном постоянного тока	136
5.9. Регулирование скорости АД в каскадных схемах включения	142
5.10. Импульсный способ регулирования координат АД	145
5.11. Торможение асинхронных двигателей	147
5.12. Электромеханические свойства синхронных двигателей	150
5.13. Электроприводы с шаговыми двигателями	154
5.14. Электроприводы с вентильными двигателями	158
Контрольные вопросы	160
6. ПРИНЦИПЫ УПРАВЛЕНИЯ В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ	161
6.1. Электропривод как управляемая электромеханическая система	161
6.2. Формирование статических характеристик электропривода в замкнутой системе «преобразователь — двигатель»	165
6.3. Регулирование координат электропривода в замкнутой системе «источник тока — двигатель» (ИТ—Д)	172
6.4. Системы программного управления, следящие системы	175
6.5. Общие принципы функционального построения и классификация управляющих устройств	177
Контрольные вопросы	188
7. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СХЕМЫ И СПОСОБЫ ИХ НАЧЕРТАНИЯ	190
7.1. Термины, определения, понятия	190
7.2. Виды и типы схем	191
7.3. Условные обозначения, используемые в электрических схемах	192
7.4. Электрические схемы и правила их выполнения	196
7.5. Требования, предъявляемые к схемам управления	211
Контрольные вопросы	212
8. ЭНЕРГЕТИКА ЭЛЕКТРОПРИВОДА	213
8.1. Энергетические показатели электропривода	213
8.2. Потери энергии в переходных режимах	218

8.3. Потери энергии в регулируемом электроприводе в переходных режимах	221
9. ВЫБОР МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА	222
9.1. Общие сведения	222
9.2. Нагрузочные диаграммы механизма и двигателя	223
9.3. Нагрев и охлаждение двигателей. Тепловая модель двигателя	228
9.4. Проверка двигателей на нагрев, работающих в кратковременном режиме	237
9.5. Проверка двигателей на нагрев, работающих в повторно-кратковременном (ПК) режиме	240
Контрольные вопросы	243
10. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТОВ	244
10.1. Примеры расчетов к разделу 2	244
10.2. Примеры расчетов к разделу 3	253
10.3. Примеры расчетов к разделу 4	262
10.4. Примеры расчетов к разделу 5	281
10.5. Примеры расчетов к разделам 8, 9	289
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	301

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время электромеханическое преобразование энергии используется практически во всех технических объектах, где синтезированы знания и труд инженеров многих специальностей. Поэтому электрический привод как техническая дисциплина не только изучается студентами, избравшими эту специальность, но и входит в программу многих других специальностей, связанных с созданием либо элементов электропривода (электрических машин, аппаратов, преобразователей и т. п.), либо технических объектов, использующих электропривод (станков, технологических машин, агрегатов, линий и т. п.).

Именно поэтому глубокое понимание физических процессов в электроприводе, знакомство с современными техническими решениями, умение самостоятельно и творчески решать задачи проектирования, исследования, наладки и эксплуатации современных технологических установок в любых отраслях промышленности — все это необходимо современному специалисту.

Предлагаемое учебное пособие, в первую очередь, адресовано студентам, имеющим базовую подготовку в области электротехники, теоретической и прикладной механики, электрических машин, электроники и теории автоматического управления и предназначено для самостоятельной работы при изучении дисциплины «Электрический привод».

В **первой** главе приводятся основные понятия и определения в электроприводе в соответствии с действующими стандартами, дается классификация электроприводов по различным признакам, а также рассматриваются основные тенденции развития современного электропривода.

Вторая глава посвящена рассмотрению процессов механики электропривода, в частности, представлены основные законы механики электропривода и уравнения его движения, звенья и модели механической части электропривода, его механические характеристики, а также рассмотрены процессы при установившемся и неустановившемся движении электропривода.

В **третьей** главе, посвященной электрическим преобразователям, излагаются принципы работы управляемых выпрямителей, преобразователей частоты и импульсных преобразователей. Эти сведения используются в последующих главах при рассмотрении способов регулирования координат в электроприводах постоянного и переменного тока.

Четвертая глава посвящена электроприводам постоянного тока, в которой рассмотрены принципы действия и режимы работы двигателей независимого, последовательного и смешанного возбуждения, способы регулирования координат в разомкнутой и замкнутой системах.

В **пятой** главе рассмотрены электроприводы переменного тока, начиная с принципа работы и основных характеристик асинхронных и синхронных двигателей, представлены различные способы регулирования координат электропривода с двигателями переменного тока.

Шестая глава включает в себя сведения об основных принципах управления в электроприводе, включая управление с использованием обратных связей в системах программного управления и следящих системах. Представлены общие принципы функционального построения и классификация управляющих устройств.

В **седьмой** главе приводятся сведения об электрических схемах систем электропривода, представлена их классификация, правила выполнения и условные обозначения элементов в соответствии с государственными стандартами. Эти сведения будут полезны при выполнении курсовых проектов и выпускных квалификационных работ.

Восьмая глава посвящена энергетике электропривода и расчету его энергетических показателей.

В **девятой** главе рассматриваются вопросы выбора мощности электродвигателя в электроприводе и проверки выбранных двигателей на нагрев при работе в продолжительном, кратковременном, повторно-кратковременном и перемежающихся режимах.

В **десятой** главе приведены задачи по различным системам электрического привода с развернутыми типовыми решениями.

1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

1.1. Определение понятия «электропривод». Функциональная схема электропривода

Электрическим приводом называется электромеханическая система, состоящая из электродвигательного, преобразовательного и управляющего устройств, предназначенная для приведения в движение исполнительных органов рабочей машины и управления этим движением.

Для выполнения этих функций электропривод вырабатывает механическую энергию (МЭ) за счет электрической энергии (ЭЭ), получаемой от источника электрической энергии (сети электроснабжения). Вырабатываемая электроприводом механическая энергия передается исполнительным органам рабочих машин и механизмов (ленте транспортера или конвейера, шпинделю токарного станка, крыльчатке насоса, кабине лифта, антенне радиотелескопа, валкам прокатного стана и т. д.) 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 выполнение производственных и технологических операций: перемещение грузов, обработку деталей, транспортировку жидкости и газа, слежение за небесными телами и т. д. Функциональная схема электропривода представлена на рис. 1.1.

Электропривод имеет два канала — силовой и информационный. По первому каналу транспортируется преобразуемая энергия (широкие стрелки, рис. 1.1), по второму каналу осуществляется управление потоком энергии, а также сбор и обработка сведений о состоянии и функционировании системы, диагностика ее неисправностей (тонкие стрелки, рис. 1.1).

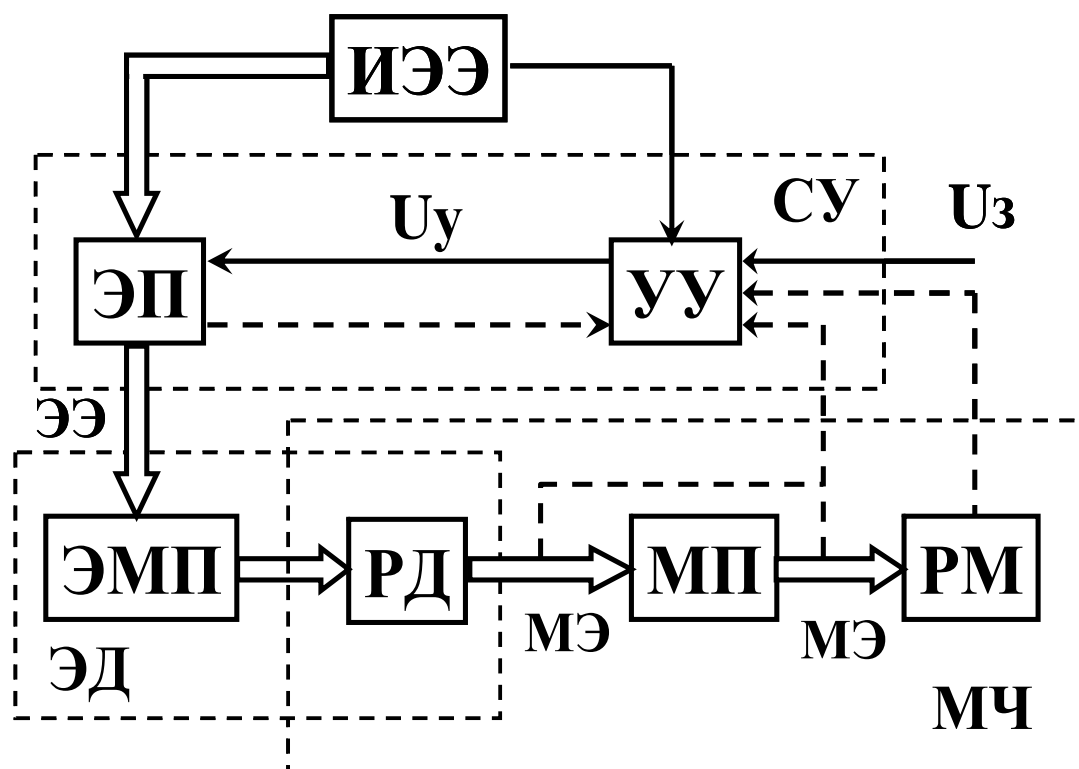


Рис. 1.1. Функциональная схема электропривода:

ИЭЭ – источник электрической энергии; *ЭП* – электрический преобразователь;
УУ – устройство управления (управляющее устройство); *СУ* – система управления;
ЭМП – электромеханический преобразователь; *РД* – ротор двигателя;
ЭД – электрический двигатель; *МП* – механический преобразователь;
РМ – рабочая машина; *МЧ* – механическая часть; *ЭЭ* – электрическая энергия;
МЭ – механическая энергия

Силовой канал в свою очередь состоит из двух частей – электрической и механической и обязательно содержит связующее звено: электромеханический преобразователь (ЭМП).

В электрическую часть силового канала входят устройства, передающие электрическую энергию от источника электрической энергии (ИЭЭ) к электромеханическому преобразователю и обратно и осуществляющие, если это нужно, преобразование электрической энергии.

Механическая часть состоит из ротора двигателя (РД), подвижного органа электромеханического преобразователя, механических передач (МП), редуктора или вариатора и исполнительного органа рабочей машины (РМ), в котором полезно реализуется полученная механическая энергия.

Электропривод представляет собой техническую систему, которая, с одной стороны, состоит из определенных элементов, а с другой стороны, сама входит в качестве элемента (подсистемы) в другие, более крупные системы.

Электропривод взаимодействует с системой электроснабжения или любым другим источником электрической энергии, с технологической установкой посредством рабочего органа, а также — с информационной системой более высокого уровня.

Таким образом, электропривод как подсистема входит в указанные системы, являясь их частью. Действительно, специалиста по электроснабжению электропривод обычно интересует как потребитель электроэнергии, технолога или конструктора машины — как источник механической энергии, инженера, разрабатывающего или эксплуатирующего АСУ, — как развитый интерфейс, связывающий его систему с технологическим процессом или системой электроснабжения.

В соответствии с системным подходом к электроприводу, все элементы внутри него теснейшим образом взаимосвязаны и взаимообусловлены, а сам электропривод столь же тесно связан с системами более высокого уровня. Поэтому необходимо глубокое понимание этих взаимосвязей и учет их на практике.

Например, появление в составе электропривода преобразователей электрической энергии, в которых полупроводниковые приборы работают как управляемые ключи, резко расширило функциональные возможности электропривода, но одновременно породило проблему электромагнитной совместимости привода и системы электроснабжения. Электропривод, например, с тиристорными преобразователями, отрицательно влияет на сеть, мешает другим потребителям, делает необходимыми фильтрокомпенсирующие устройства и т. п.

Конструктивная интеграция электромеханического преобразователя с рабочим органом технологической установки придает электроприводу ряд новых полезных качеств: мотор-колесо в транспортных средствах, электрошпиндель в станках, магнетогидродинамический (МГД) насос в литейном роботе и т. п.

Использование микропроцессорных средств в информационном канале определяет качество функционирования силового канала.

Вместе с тем, существуют и значительно более глубокие взаимообусловленности, связанные с единством энергетических и информационных процессов, протекающих в различных элементах электропривода и за его пределами, противоречивостью критериев их качества, наличием ограничений и т. п. Все это будет изучаться в данном курсе, а здесь подчеркнем еще раз, что рассмотрение любого элемента на любой стадии будет неполным или даже неправильным, если не будет в должной мере учитываться специфика системы, в которой элемент исполь-

зуется. Таким образом, согласно ГОСТ Р50369–92 – *электропривод – это электромеханическая система, состоящая в общем случае из взаимодействующих электрических, электромеханических и механических преобразователей, управляющих и информационных устройств и устройств сопряжения с внешними сопредельными электрическими, механическими, управляющими и информационными системами, предназначенная для приведения в движение исполнительных органов рабочей машины и управления этим движением в целях осуществления технологического процесса* [1].

1.2. Общие требования к электроприводу

Сформулируем общие требования к электроприводу как к системе, ответственной за управляемое электромеханическое преобразование энергии, т. е. определим главные показатели, которые характеризуют электропривод [2–4].

1. *Надежность*. Как и любой технический объект, электропривод обязан выполнять заданные функции в оговоренных условиях в течение определенного промежутка времени. Если это не обеспечено, все остальные его качества окажутся бесполезными, именно поэтому требование надежности является основным показателем, характеризующим электропривод.

2. *Точность*. Этот показатель относится к главной функции электропривода – осуществлять управляемое движение. Правильнее говорить не о точности вообще, а об обеспечении приводом необходимой точности, т. е. об отличии какого-либо показателя движения от заданного, не превышающего допустимого значения. Так, неточность остановки кабины даже очень хорошего лифта может достигать ± 1 мм; погрешность позиционирования-щупа, осуществляющего тестирование микросхемы в процессе ее изготовления, не должна превышать ± 10 мкм и т. д. Электропривод должен поддерживать на заданном уровне скорость движения ленты транспортера независимо от его загрузки, силу натяжения проволоки или нити при их перемотке, ускорение центрифуги при испытании в ней биологических объектов; при этом всегда существуют допустимые отклонения от заданных значений, выходить за которые уже нельзя.

3. *Быстродействие* – способность системы достаточно быстро реагировать на различные воздействия. Здесь, конечно, опять речь идет о необходимом, нужном быстродействии. Например, нужно очень быстро, за сотые доли секунды, устранять отклонения от заданного поло-

жения антенны радиотелескопа, вызванные порывами ветра. Напротив, неумеренно быстрое трогание с места трамвая приводит к неприятным последствиям. Быстродействие, очевидно, связано с какими-то изменениями во времени, с динамическими процессами в системе.

4. *Качество динамических процессов*, т. е. обеспечение определенных закономерностей их протекания во времени. Например, в лифте хорошее качество электропривода не чувствительно для человека при трогании и замедлении. Например, в лифте каждый испытывал разницу между хорошо функционирующим приводом, когда ускорение и замедление неощутимы, и плохим приводом, когда динамический процесс сопровождается неприятными ощущениями даже у абсолютно здоровых пассажиров.

5. *Энергетическая эффективность*. Этот показатель стал особенно существенным в последнее время. Поскольку любой процесс передачи и преобразования энергии сопровождается ее потерями, важно, какова удельная доля этих потерь. Яснее всего, пожалуй, применительно к электроприводу этот показатель выразится удельным расходом электроэнергии на получение конечного технологического результата. Например, если электропривод выполняет операцию сматывания в бухту проволоки данного диаметра и материала, получаемой с волочильного стана, то важно, сколько электроэнергии будет затрачено, например, на 1 т готовой продукции, конечно, при заданном ее качестве (здесь будут существенны предыдущие показатели). Для электропривода пресса будет интересен расход энергии на 1 т деталей данного типа и т. п. Часто энергетическую эффективность оценивают коэффициентом полезного действия (КПД) — отношением полезно истраченной энергии к ее полному расходу в данном процессе.

6. *Совместимость* электропривода с системой электроснабжения и информационной системой более высокого уровня является важным показателем, который стал существенным лишь в последнее время, когда в состав электропривода вошли полупроводниковые преобразователи, генерирующие высшие гармоники и в силу этого вредно влияющие на питающую сеть, а иногда и на электронные управляющие устройства.

7. *Ресурсоемкость*, т. е. материалоемкость и энергоемкость, заложенные в конструкцию и технологию производства, трудоемкость при изготовлении, монтаже, наладке, эксплуатации, ремонте. Этот показатель, как легко видеть, самый сложный, комплексный, связанный как с перечисленными показателями, так и с уровнем технологии, эконо-

мической ситуацией, со многими другими факторами. Приведем здесь лишь один пример, характеризующий конъюнктурный характер этого показателя. Рассмотрим изменение массы промышленных асинхронных короткозамкнутых электродвигателей общего назначения небольшой мощности (1–10 кВт), являющихся главным элементом простейшего массового электропривода. В Японии, где мало природных ресурсов, но очень высок уровень технологии, с 1950 по 1986 гг. масса таких двигателей снизилась в среднем в 2,5 раза за счет лучших материалов, лучшего качества их обработки, оптимальной конструкции и т. п. По имеющимся прогнозам процесс снижения массы двигателей там еще продолжается. В США до середины 70-х годов XX в. также происходило снижение массы таких двигателей, однако сейчас в связи с повышением цен на энергию и большими запасами материалов резко выросло производство так называемых энергосберегающих двигателей, масса которых увеличена, по сравнению с обычными на 40–50 %.

Мы рассмотрели основные показатели электропривода. Кроме них имеется ряд дополнительных показателей, таких как комплектность, заводская готовность, эргономические и дизайнерские характеристики, которые иногда могут оказаться решающими.

1.3. Классификация электроприводов

Электроприводы, используемые в различных технологических установках разнообразны по схемному и конструктивному исполнению, что связано с большим разнообразием рабочих машин.

По виду движения различаются электроприводы вращательного и поступательного однонаправленного и реверсивного движения, а также электроприводы возвратно-поступательного движения. Вращательное однонаправленное, а также реверсивное движение осуществляется электродвигателями (ЭД) обычного исполнения. Поступательное движение может быть получено при использовании ЭД вращательного движения совместно с преобразовательным механизмом (кулисным, винтовым, реечным), либо применением ЭД специального исполнения (линейного, гидродинамического и т. д.).

По степени управляемости электропривод подразделяется на следующие виды:

1. Нерегулируемый (электропривод, в котором исполнительный орган рабочей машины приводится в движение с одной постоянной скоростью).

2. Регулируемый (электропривод, в котором, скорость движения исполнительного органа изменяется в соответствии с требованиями технологического процесса).
3. Следящий (электропривод, в котором воспроизводится перемещение исполнительного органа в соответствии с произвольно меняющимся задающим сигналом).
4. Программно-управляемый (электропривод обеспечивает перемещение исполнительного органа в соответствии с заданной программой).
5. Адаптивный (электропривод автоматически обеспечивает оптимальный режим движения исполнительного органа при изменении условий его работы).
6. Позиционный (электропривод обеспечивает регулирование положения исполнительного органа рабочей машины).

По способу соединения электродвигателя с исполнительным органом рабочей машины различают:

1. Редукторный (электропривод, механическая передача которого содержит редуктор).
2. Безредукторный (электропривод, электродвигатель которого непосредственно соединен с исполнительным органом).

По роду электрического преобразователя различают:

1. Вентильный электропривод (электропривод в котором преобразовательным устройством является вентильный преобразователь энергии). Разновидностями вентильного электропривода является полупроводниковый электропривод, который в свою очередь делится на тиристорный и транзисторный электропривод.
2. Система УВ—Д (вентильный электропривод постоянного тока, преобразовательным устройством которого является управляемый выпрямитель).
3. Система ПЧ—Д (вентильный электропривод переменного тока, преобразовательным устройством которого является регулируемый преобразователь частоты).
4. Система Г—Д и МУ—Д (электропривод, преобразовательным устройством которого является, соответственно, электромашинный преобразователь или магнитный усилитель).

По уровню автоматизации можно различать:

1. Неавтоматизированный электропривод (электропривод, в котором осуществляется ручное управление с помощью оператора).

В настоящее время такой электропривод встречается редко, преимущественно в установках малой мощности бытовой и медицинской техники и т. п.

2. Автоматизированный электропривод (электропривод, управляемый автоматическим регулированием параметров).
3. Автоматический электропривод (электропривод, в котором управляющее воздействие вырабатывается автоматическим устройством без участия оператора).

Можно классифицировать электропривод по роду тока. Находят применение электроприводы переменного и постоянного тока.

По способу передачи механической энергии исполнительному органу электропривод подразделяется на следующие виды:

1. Индивидуальный (электропривод, в котором каждый исполнительный орган рабочей машины приводится в движение отдельным двигателем). Этот вид ЭП наиболее распространенный, так как здесь отсутствуют механические передачи, легко осуществляется автоматизация технологического процесса, улучшаются условия обслуживания рабочей машины.
2. Взаимосвязанный (электропривод, в котором имеется два или несколько электрически или механически связанных между собой электроприводов, при работе которых поддерживается заданное соотношение их скоростей или их нагрузок и положение исполнительных органов рабочих машин). Частным случаем взаимосвязанного электропривода является многодвигательный (электропривод, содержащий несколько электродвигателей, механическая связь между которыми осуществляется через исполнительный орган рабочей машины).
3. Групповой (электропривод с одним электродвигателем, обеспечивающий движение исполнительных органов нескольких рабочих машин или несколько исполнительных органов одной рабочей машины).

Электромеханический преобразователь является неотъемлемой частью системы, называемой электроприводом. Поэтому классификацию электропривода можно производить и по электромеханическому преобразователю энергии.

Наибольшее применение получил электромашинный электропривод, который выполняется на основе преобразования энергии по принципу взаимодействия проводников с током в магнитном поле. На этом принципе основано около 90 % всех промышленных электроприводов.

Электромагнитный электропривод используется значительно реже, в основном, в электромагнитных аппаратах и приборах, а также в вибрационных устройствах.

Электростатический электропривод, основанный на взаимодействии электрического поля и зарядов, реализуется в виде емкостных преобразователей, энергоемкость которых при классической конструкции с воздушным зазором значительно уступает электромашинному и даже электромагнитному электроприводу.

В последние годы с развитием пленочных и волоконных структур и микро- и нанотехнологий появилась возможность создания микроприводов на основе пленочной и волоконной электромеханики, имеющих на два порядка большую энергоемкость по сравнению с классическими электростатическими преобразователями.

Пьезоэлектрический и магнитострикционный электроприводы используются в настоящее время лишь в оптических устройствах для создания малых перемещений. Однако с развитием микроэлектроники и волоконной техники последние три типа электроприводов имеют перспективу более широкого применения для создания микронных перемещений в микро- и нанотехнологиях. Для сравнения представим энергоемкости различных двигателей:

Магнитные — 1 Дж/кг;

Классические емкостные — 0,1 Дж/кг;

Пленочные и волоконные — 10 Дж/кг;

Гидравлические и внутреннего сгорания — 10 Дж/кг;

Мышцы животных и человека — 500 Дж/кг.

Анализ указанных данных показывает, что для создания микроэлектромеханических систем (МЭМС) наиболее целесообразно использование преобразования энергии электрического поля в механическую, причем необходимо объединение функций двигателя и механизма в одном элементе или микроструктуре. Теоретическое обоснование таких устройств уже разработано на основе создания так называемых интегральных микроструктурных механизмов, объектов, являющихся функциональным аналогом мускула живых организмов.

1.4. Основные тенденции развития современного электропривода

Первой особенностью развития электропривода на современном этапе является расширение области применения регулируемого электропривода, главным образом, за счет количественного и качественного роста регулируемых электроприводов переменного тока. Успехи, достигнутые в совершенствовании тиристорных и транзисторных преобразователей частоты, дают основание предполагать, что в ближайшей перспективе развитие регулируемых электроприводов переменного тока, использующих двигатели более простой конструкции и с меньшей металлоемкостью, приведет к интенсивному вытеснению регулируемых электроприводов постоянного тока, которые на сегодняшний день имеют преимущественное применение.

Второй особенностью развития современного электропривода является повышение технологических требований к динамическим и точностным показателям электропривода, расширение и усложнение его функций, связанных с управлением технологическими процессами, и соответствующее возрастание сложности систем управления электроприводами. Их развитие идет по пути создания систем числового программного управления и расширения использования современной вычислительной техники, создаваемой непосредственно для целей управления на базе микропроцессоров.

В качестве *третьей* особенности современного этапа развития следует указать стремление к унификации элементной базы электропривода, созданию унифицированных комплектных электроприводов путем использования современной микроэлектроники и блочно-модульного принципа. На этой основе уже созданы серии комплектных тиристорных электроприводов постоянного тока и создаются системы частотного управления электроприводами переменного тока, обладающие техническими показателями, удовлетворяющими требованиям широкого круга исполнительных механизмов. Кроме того, в настоящее время отмечена общая тенденция к упрощению кинематических цепей машин и механизмов, обусловленная развитием регулируемого индивидуального электропривода. Одним из проявлений этой тенденции является стремление в машиностроении к использованию безредукторного электропривода. Несмотря на повышенные массу и габариты двигателя, применение безредукторных электроприводов оправдывается их большей надежностью и быстродействием.

Интересной реализацией рассмотренной тенденции является развитие электроприводов с линейными двигателями, которые позволяют исключить не только редуктор, но и устройства, преобразующие вращательное движение роторов двигателей в поступательное движение рабочих органов машин. Электропривод с линейным двигателем является органической частью общей конструкции машины, значительно упрощает кинематику и создает максимальные удобства для оптимального конструирования машин с поступательным движением рабочих органов.

С энергетической точки зрения электропривод — главный потребитель электрической энергии: сегодня в развитых странах он потребляет более 60 % всей производимой электроэнергии. В условиях дефицита энергетических ресурсов это делает особенно острой проблему энергосбережения в электроприводе.

Специалисты считают, что сегодня сэкономить единицу энергетических ресурсов, например одну тонну условного топлива, вдвое дешевле, чем ее добыть. Нетрудно видеть, что в перспективе это соотношение будет изменяться: добывать топливо становится все труднее, а запасы его все убывают.

В связи с этим энергетические показатели как уникальных, так и массовых электроприводов малой и средней мощности имеют важнейшее народнохозяйственное значение и в решении экономических проблем вопрос рационального, экономичного расходования электроэнергии требует большого внимания. Соответственно, в развитии электропривода особенно острой является проблема рационального проектирования электроприводов с точки зрения энергопотребления.

2. МЕХАНИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

2.1. Общие сведения

В соответствии с определением электропривода в состав его механической части входят следующие элементы силового канала: подвижная часть ЭМП (двигателя) – ротор или якорь; механический преобразователь (МП); рабочий орган (РО) исполнительного механизма (рис. 2.1).

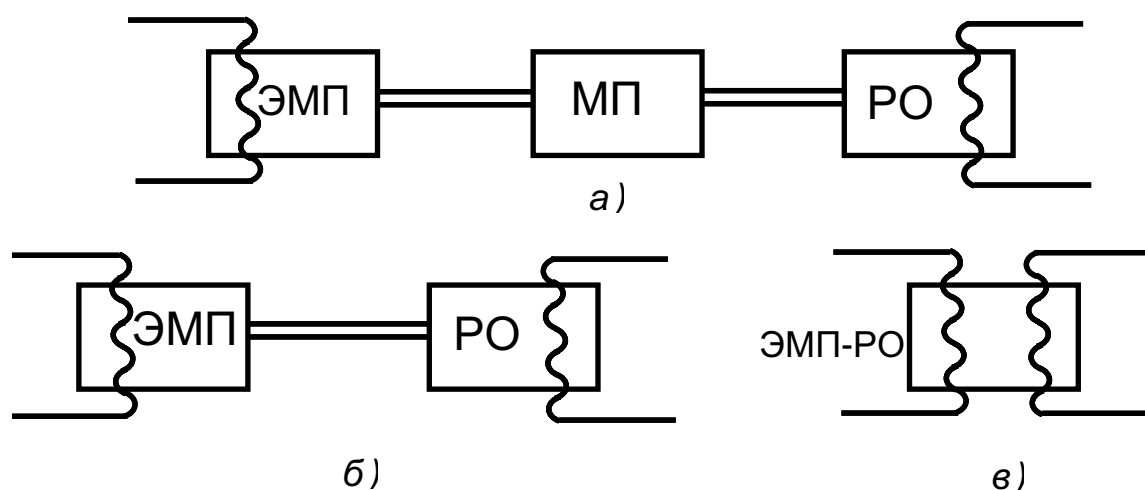


Рис. 2.1. Состав механической части электропривода

На рис. 2.1 волнистыми линиями отмечены «стыки» механической части с электромеханическим преобразователем слева и с технологической установкой справа.

Схема (рис. 2.1, а) – весьма общая. Так, например, в лифте ротор двигателя через редуктор, барабан, трос связан с кабиной; в прессе ротор двигателя через редуктор и кривошипный механизм связан с пуансоном; в небольшом прокатном стане ротор двигателя через редуктор и карданный вал связан с рабочим валком и т. д. Кроме указанных основных элементов в МП входят различные дополнительные элементы: муфты, части тормозных узлов, соединительные звенья и т. п.

Существуют установки, где механические передачи отсутствуют (рис. 2.1, б). Так, в небольших вентиляторах крыльчатка обычно непосредственно связана с валом двигателя, в некоторых стрелочных электронных часах минутная стрелка размещена на валу микродвигателя и т. п.

Иногда рабочий орган совмещен с подвижной частью двигателя (рис. 2.1, в). Это, например, мотор-колесо в некоторых видах транспортных средств, МГД-насос, в котором роль подвижной части двигателя играет сама перекачиваемая электропроводящая жидкость, некоторые центрифуги и т. п.

Мы рассмотрели общий характер схем (рис. 2.1), существует много установок с более сложными разветвленными кинематическими схемами, когда-либо один двигатель связан с несколькими рабочими органами, либо несколько двигателей работают на один механизм, либо, наконец, двигатели встроены в различные звенья кинематической цепи, как это сделано в некоторых современных манипуляторах.

2.2. Звенья механической части электропривода

Конструктивное исполнение механической части электропривода может быть весьма разнообразным. Тем не менее, она содержит определенные звенья с общими для разных приводов функциями.

Двигатель как звено механической части привода представляет собой источник или потребитель механической энергии. В механическую часть привода входит лишь вращающийся элемент двигателя — его ротор (или якорь в машинах постоянного тока), который обладает определенным моментом инерции (J), может вращаться с некоторой скоростью (ω) и развивать движущий или тормозящий момент (M).

Механический преобразователь (МП) осуществляет преобразование движения в механической части электропривода. При помощи МП может увеличиваться или уменьшаться скорость, изменяться вид движения, например, осуществляться преобразование вращательного движения в поступательное и т. д. К механическим преобразователям относятся редукторы (рис. 2.2, а), винтовые, зубчато-реечные (рис. 2.2, б) или ременные передачи, барабан с тросом (рис. 2.2, в), кривошипно-шатунный механизм (рис. 2.2, г) и т. п. Механический преобразователь характеризуется коэффициентом передачи, представляющим собой отношение скорости на входе к скорости на выходе, механической инерционностью и упругостью его элементов, зазорами и трением в зацеплениях и сочленениях преобразователя.

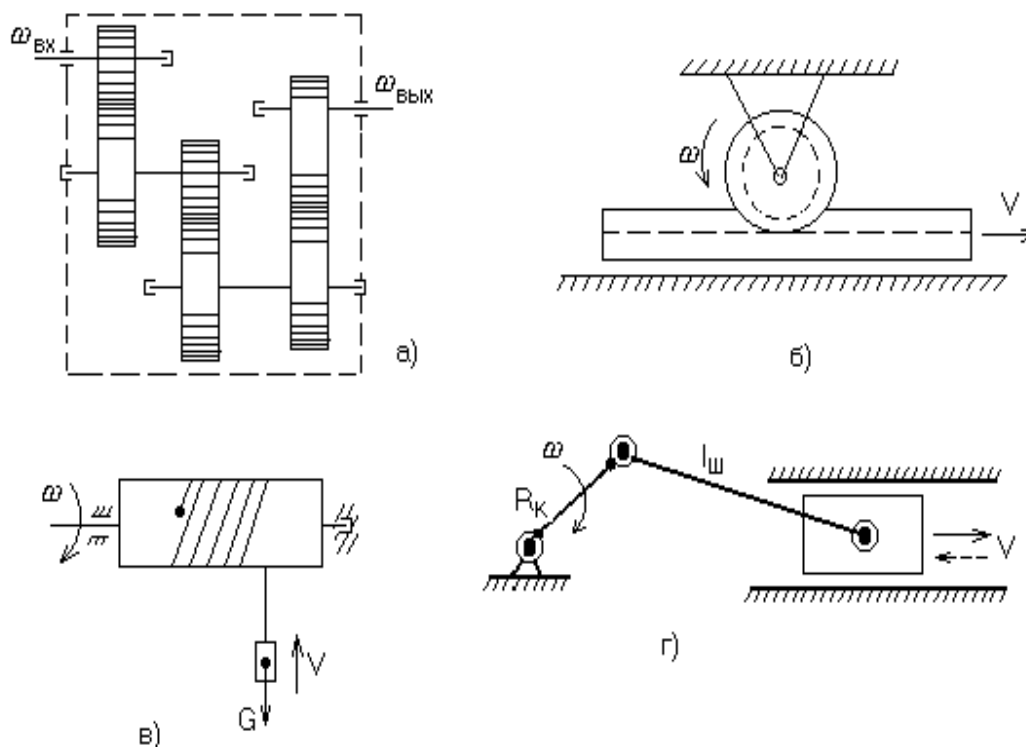


Рис. 2.2. Примеры механических преобразователей движения

Исполнительный или рабочий орган (РО) производственной машины реализует подведенную к нему механическую энергию в полезную работу. Чаще всего он является потребителем энергии. Эта функция рабочего органа характерна для механизмов, осуществляющих обработку материалов, подъем или перемещение грузов и т. п. При этом поток механической мощности направлен от двигателя к рабочему органу. Иногда рабочий орган может быть источником механической энергии. В этом случае он отдает механическую энергию, запасенную механизмом, например, при спуске груза, или поступившую в механизм извне, например, при ветровой нагрузке на поверхность крана, земенаряда, зеркала антенного устройства. Поток механической мощности при этом направлен от рабочего органа к двигателю. Рабочий орган характеризуется определенной инерционностью, рабочим моментом при его вращательном движении или рабочим усилием при поступательном движении. В каждом конкретном механизме РО имеет свое конструктивное воплощение. Передача механической энергии от вала двигателя к рабочему органу или обратно связана с потерями в механических звеньях [2]. Причина потерь — трение в подшипниках, направляющих, зацеплениях и т. п. В механических звеньях, обладающих упругостью, возникают дополнительные потери, обусловленные вязким трением в деформируемых элементах. В результате этого поток

мощности, проходя от источника к потребителю, постепенно уменьшается. При этом потери механической энергии покрываются источником энергии: двигателем при прямом потоке энергии и рабочим органом при обратном.

Задача электропривода, в конечном счете, состоит в выполнении заданных по технологическим требованиям законов движения рабочего органа с максимальным приближением. При реализации этой задачи часто исходят из того, что закон движения ротора двигателя пропорционален указанному закону для рабочего органа. Однако при этом необходимо иметь в виду, что механические звенья могут вносить искажения в передаваемое движение. Эти искажения возникают из-за того, что механические звенья обладают инерционностью, а также из-за потерь энергии вследствие зазоров и упругости элементов, образующих звенья. Однако часто эти искажения несутся, и в этих случаях с ними можно не считаться.

Различные звенья механической части привода могут совершать различные по характеру движения — вращательные (чаще всего, так как большинство двигателей вращающиеся), поступательные, возвратно-поступательные, комбинированные (иногда очень сложные, как, например, в современных роботах).

Таким образом, механическая часть в общем случае представляет собой систему движущихся масс, жестко или упруго связанных друг с другом, на которые действуют различные силы и моменты; как созданные в электромеханическом преобразователе (двигателе), так и обусловленные технологическим процессом; полезные (на рабочем органе), для преодоления которых предназначен привод; вредные (во всех элементах механической части), обусловленные трением. Движение каждой массы характеризуется пространственными координатами и их производными.

2.3. Модели механической части электропривода

При проектировании и инженерных расчетах механическая часть привода заменяется моделью, которая, с одной стороны, должна быть достаточно простой, а с другой — отражать основные физические процессы реального объекта. При этом следует иметь в виду, что одному объекту соответствует сколь угодно много моделей. Все они отражают разные его стороны, разные свойства, особенности. Модели могут быть очень хорошими, когда они исчерпывающе полно, лаконично, убедительно отражают именно те свойства объекта, которые в данной задаче

нужны инженеру; могут быть просто хорошими, когда в них есть все, что нужно, но есть и лишнее; и могут быть плохими — неадекватными, отражающими не все или не так. Очень важная задача инженера, исследователя — доказать адекватность принятой модели.

Выбор или разработка модели, прежде всего, зависит от конкретной цели, решаемой задачи. На практике, как правило, приходится решать следующие задачи.

Задача первая: механическая часть электропривода и установка в целом существуют, и требуется найти лучшие в каком-либо смысле средства и алгоритмы управления движением рабочего органа (технологическим процессом) или дополнить имеющиеся в связи с новыми условиями работы.

Нетрудно увидеть, что задач такого типа — громадное количество, и решать их часто приходится не профессионалам-электроприводчикам, а инженерам смежных специальностей. В основе решения могут быть упрощенные модели механической части, построенные на основе имеющейся информации о конкретной установке.

Задача вторая: механическая часть электропривода существует (задана) не полностью, некоторые ее элементы предполагается заменить, обеспечив заданные требования к движению рабочего органа и, возможно, какие-либо новые полезные свойства.

Задача третья: создается новая установка и, соответственно, ее электропривод. В ней должны быть обеспечены все требования к движению рабочего органа, причем, очевидно, она должна быть по каким-то признакам (иногда по многим) лучше аналогов: более надежна, экономична, иметь лучший дизайн и т. п. Это уже сложная задача, и ее решение — дело коллектива специалистов различных профилей. Здесь потребуется целая система моделей, но ясно, что часть их будет относиться к обеспечению требуемого качества движения.

Итак, во всех приведенных задачах, и простых, и очень сложных, легко просматривается общее: обязательно должно обеспечиваться требуемое качество движения рабочего органа.

Таким образом, должны использоваться модели механической части, устанавливающие в предельно простой форме соотношения между параметрами элементов, связанных определенным образом, действующими силами и моментами, и признаками движения — положением, скоростью, ускорением. Такие модели должны позволить нам, на основании известных или задаваемых параметров и переменных уверенно находить неизвестные.

2.4. Приведенное механическое звено электропривода

Механическая часть электропривода, как отмечалось ранее, состоит из нескольких звеньев и может представлять собой сложную кинематическую цепь с большим числом движущихся элементов.

Допустим, что механическая часть состоит из абсолютно жестких, недеформируемых элементов и не содержит зазоров. При этом движение одного элемента дает полную информацию о движении всех остальных элементов, т. е. функциональные зависимости, соответствующие законам движения всех звеньев кинематической цепи привода, пропорциональны друг другу, и от движения одного элемента можно перейти по заранее известной взаимосвязи между координатами к движению любого другого элемента. Таким образом, движение электропривода можно рассматривать на каком-либо одном механическом элементе, к которому приведены все внешние моменты или силы, а также все инерционные массы механических звеньев. Обычно за такой элемент принимают вал двигателя.

Приведение моментов сопротивления от одной оси вращения к другой может быть произведено на основании энергетического баланса системы. При этом потери мощности в промежуточных передачах учитываются введением в расчеты соответствующего КПД (η_i). Обозначим через ω_d угловую скорость вала двигателя, а $\omega_{\text{мех}}$ — угловую скорость вала производственного механизма. На основании равенства мощностей получим:

$$\dot{I}_{\text{л}} \omega_{\text{л}} \frac{1}{\eta_i} = \dot{I}_{\text{м}} \omega_{\text{м}},$$

откуда

$$\dot{I}_{\text{м}} = \dot{I}_{\text{л}} \frac{\omega_{\text{л}}}{\omega_{\text{м}}} \frac{1}{\eta_i} = \frac{\dot{I}_{\text{л}}}{i \eta_i}, \quad (2.1)$$

где $M_{\text{мех}}$ — момент сопротивления производственного механизма, Н·м; $M_{\text{с}}$ — тот же момент сопротивления, приведенный к скорости вала двигателя, Н·м; $i = \omega_d / \omega_{\text{мех}}$ — передаточное число.

Приведение сил сопротивления производится аналогично приведению моментов. Если скорость поступательного движения v , а угловая скорость вала двигателя ω_d , то

$$F_{\text{л}} v \frac{1}{\eta_i} = M_{\text{м}} \omega_{\text{м}},$$

где $F_{\text{мех}}$ — сила сопротивления производственного механизма, Н.

Отсюда приведенный к скорости вала двигателя момент сопротивления равен:

$$\dot{I}_{\text{н}} = F_{\text{iaa}} v / \omega_a \eta. \quad (2.2)$$

В случае приведения вращательного движения к поступательному приведенное усилие к рабочему органу механизма определится как

$$F_{\text{iaa}} = \dot{I}_{\text{н}} \omega_a \eta / v. \quad (2.3)$$

Приведение инерционных масс и моментов инерции механических звеньев к валу двигателя заключается в том, что эти массы и моменты инерции заменяются одним эквивалентным моментом инерции (J_{Σ}) на валу двигателя. *При этом условием приведения является равенство кинетической энергии, определяемой эквивалентным моментом инерции, сумме кинетических энергий всех движущихся элементов механической части привода, т. е.*

$$J_{\Sigma} \frac{\omega^2}{2} = J_{\text{aa}} \frac{\omega^2}{2} + \sum_{i=1}^n J_i \frac{\omega_i^2}{2} + \sum_{j=1}^q \frac{m_j v_j^2}{2}.$$

Отсюда

$$J_{\Sigma} = J_{\text{aa}} + \sum_{i=1}^n \frac{J_i}{i_{pi}^2} + \sum_{j=1}^q m_j \rho_j^2, \quad (2.4)$$

где $J_{\text{дв}}$ — момент инерции ротора двигателя, кг·м²; J_i — момент инерции i -го вращающегося элемента, кг·м²; m_j — масса j -го поступательно движущегося элемента, кг; $i_{pi} = \omega / \omega_i$ — передаточное отношение редукторов от вала двигателя до i -го вращающегося элемента; $\rho_j = v_j / \omega$ — радиус приведения поступательно движущегося j -го элемента к валу двигателя, м.

Эквивалентный момент инерции (J_{Σ}) называют результирующим или суммарным приведенным моментом инерции электропривода. Для расчета приведенного момента инерции системы следует моменты инерции вращающихся элементов разделить на квадрат передаточного числа кинематической схемы между этими элементами и валом двигателя, а массы поступательно движущихся масс умножить на квадрат радиуса приведения и полученные результаты расчета сложить с моментами инерции двигателя и элементов, вращающихся с его скоростью.

Примерами вращающихся элементов в механической части привода могут служить, кроме роторов двигателей, соединительные муфты, тормозные шкивы, барабаны, поворотные платформы экскаваторов и кранов. К поступательно движущимся элементам относятся мосты, тележки и поднимаемые грузы кранов; клетки, скипы подъемников; грузы конвейеров; ползун кривошипно-шатунного механизма и т. п.

Из формулы (2.4) следует, что в общем случае сложная в кинематическом отношении механическая часть электропривода может быть заменена некоторым эквивалентным или приведенным механическим звеном, показанным на рис. 2.3. Это звено представляет собой твердое тело, вращающееся вокруг своей осевой линии со скоростью двигателя, которое обладает моментом инерции (J_{Σ}) и находится под воздействием момента двигателя (M) и момента сопротивления (M_c).

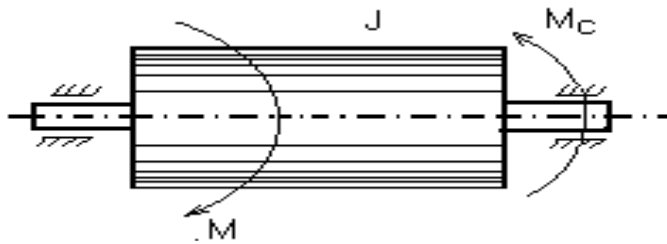


Рис. 2.3. Приведенное механическое звено электропривода

Полученная простая модель механической части электропривода в виде одно-массовой системы справедлива, как отмечалось ранее, для идеальных механических звеньев без упругости и зазоров. Однако она может быть сохранена в большинстве

практических случаев и для реальных механических звеньев, обладающих небольшими зазорами и незначительной механической упругостью.

В отдельных случаях представляет интерес находить законы движения непосредственно на рабочем органе производственной машины. Такие задачи часто возникают для подъемно-транспортных машин с поступательно движущимся рабочим органом. В этом случае приведение осуществляется к рабочему органу с соблюдением тех же условий. Инерционные массы в данном случае заменяются одной результирующей массой (m_{Σ}) на рабочем органе механической части привода:

$$m_{\Sigma} = \frac{J}{\rho^2} = m_{\text{д.г.}} + \sum_{i=1}^n \frac{J_i}{\rho_i^2} + J_{\text{а.а.}} / \rho^2, \quad (2.5)$$

где $\rho = v_{\text{п.о.}}/\omega$; $\rho_i = v_{\text{п.о.}}/\omega_i$ — радиус приведения.

Таким образом, приведенное механическое звено в рассмотренном случае представляет собой поступательно движущуюся массу (m_{Σ}), определяемую по формуле (2.5), к которой приложены две силы: F и $F_{\text{п.о.}}$.

2.5. Основные законы механики электропривода

Назначение электропривода — создавать движение рабочих машин и управлять этим движением. Параметры движения приведены в табл. 2.1.

Изменение параметров движения рабочих органов машины происходит при воздействии на их кинематическую цепь (механическую

часть) сил F . Для вращательного движения физическим аналогом силы является момент M (Н·м). Момент создается силой, приложенной к плечу (плечо – кратчайшее расстояние от оси вращения до линии действия силы), например, к радиусу барабана грузоподъемной лебедки (рис. 2.4, а); или парой сил, возникающих в электродвигателях вращательного движения (рис. 2.4, б) $M = FR$ или $M = 2(F/2)R$.

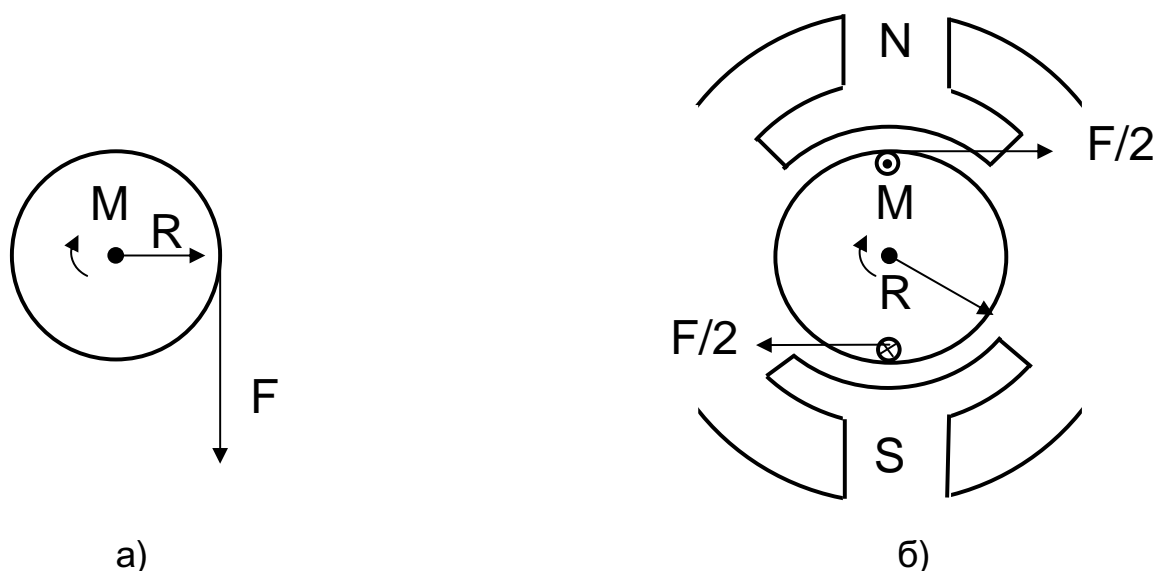


Рис. 2.4. Формирование крутящего момента

Таблица 2.1

Параметры движения

Поступательное движение			Вращательное движение		
Параметр	Обозначение	Размерность	Параметр	Обозначение	Размерность
Путь	S	м	Угол поворота	φ	Рад
Скорость	$V = dS/dt$	м/с	Угловая скорость	$\omega = d\varphi/dt$	Рад/с; 1/с
			Частота вращения	n	Об/мин
Ускорение	$a = dV/dt = d^2S/dt^2$	м/с ²	Угловое ускорение	$\varepsilon = d\omega/dt = d^2\varphi/dt^2$	Рад/с ² ; 1/с ²
Сила	F	Н	Момент	M	Н·м
Масса	m	кг	Момент инерции	J	кг·м ²

Электрический двигатель вращательного движения является источником момента.

Момент, развиваемый электродвигателем, может быть положительным — когда двигатель работает в двигательном режиме, преобразуя электрическую энергию в механическую, или отрицательным, тормозным ($-M$), когда двигатель работает в генераторном режиме или режиме противовключения, преобразуя механическую энергию в электрическую.

Движение тел механических звеньев или кинематической цепи рабочей машины подчиняется законам Ньютона.

Первый закон Ньютона — закон инерции. Для поступательного движения этот закон гласит — каждое тело сохраняет состояние покоя или прямолинейного равномерного движения до тех пор, пока внешние силы не выведут его из этого состояния. Математическая формулировка этого закона

$$\frac{dV}{dt} = 0, \quad \Leftrightarrow \quad \sum_1^i \vec{F}_i = 0.$$

На тело всегда действует несколько внешних сил (сила, создаваемая двигателем, сила тяжести, силы трения и другие). Тело находится в состоянии покоя или прямолинейного равномерного движения, в том случае, когда сумма векторов сил, действующих на тело, равна нулю.

Рассмотрим силы, действующие на тело, находящееся на наклонной плоскости (рис. 2.5). На тело действуют: сила тяжести \vec{G} , которая может быть разложена на силу \vec{F}_a , направленную по наклонной плоскости, и нормальную силу \vec{F}_N , сила трения $\vec{F}_{тр} = \vec{F}_N K_{тр}$, направленная против силы \vec{F}_a , и сила реакции опоры \vec{F}_p , направленная против нормальной силы. Если $\vec{G} + \vec{F}_p + \vec{F}_{тр} = 0$, то тело будет находиться в состоянии покоя или равномерного движения вниз по наклонной плоскости. Если $G \sin \alpha < F_{тр}$, то тело будет находиться в состоянии покоя, т. к. силы трения не могут создавать движения.

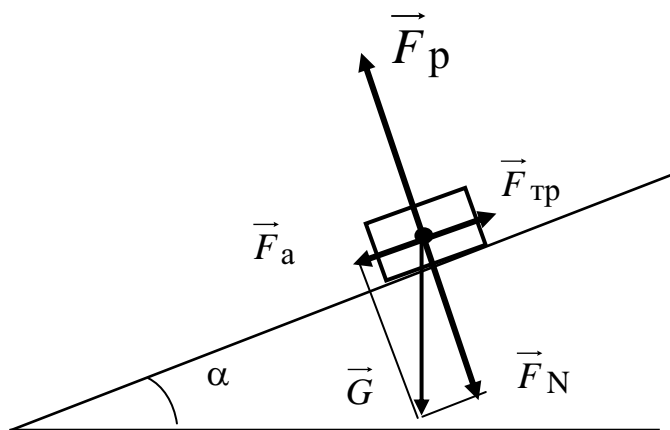


Рис. 2.5. Силы, действующие на тело, находящееся на наклонной плоскости

Применительно к вращательному движению первый закон Ньютона может быть сформулирован следующим образом: тело, имеющее фиксированную ось вращения, будет находиться в состоянии покоя или равномерного вращения до тех пор, пока приложенные моменты не выведут его из этого состояния:

$$\frac{d\omega}{dt} = 0, \quad \Leftrightarrow \quad \sum_1^i M_i = 0.$$

Рассмотрим, какие моменты могут действовать на тело вращения, например, ротор электродвигателя.

M — электромагнитный момент, создаваемый электродвигателем.

$M_{с.а}$ — момент сопротивления движению активный, прикладываемый к рабочему органу машины. Этот момент создается силами тяжести (например, в электроприводах грузоподъемных лебедок, лифтов и др.), силами ветра (например, электропривод поворота башенных кранов), давлением сжатого воздуха (электропривод компрессоров) и др.; моменты активного сопротивления движению могут как препятствовать движению, так и создавать движение; знак $M_{с.а}$ может быть положительным, если направление момента совпадает со знаком ω , и отрицательным, если его направление противоположно знаку скорости вращения.

$M_{ср}$ — реактивные моменты сопротивления движению, прикладываемые к рабочему органу машины; эти моменты возникают как реакция на движение рабочего органа и всегда препятствуют движению (например, момент от сил резания в приводах главного движения металло-режущих станков, момент от аэродинамических сил в электроприводах вентиляторов и др.), при $\omega = 0$; $M_{ср} = 0$.

$M_{тр}$ — момент от сил трения в подшипниках и других элементах кинематической цепи рабочей машины; момент трения всегда препятствует движению; его отличие от реактивного момента сопротивления состоит в том, что $M_{тр}$ присутствует и при скорости, равной нулю; более того, $M_{тр}$ при покое обычно значительно превышает момент трения при движении.

Знаки всех моментов определяются в отношении знака скорости вращения: если момент способствует движению — он положителен, если препятствует — он отрицателен. Алгебраическая сумма всех моментов определяет результирующий момент, прикладываемый к валу электродвигателя.

Второй закон Ньютона — закон динамики — для поступательного движения — импульс силы равен изменению количества движения

$$\vec{F}dt = d(m\vec{V}). \quad (2.5)$$

Импульс силы — это вектор, равный произведению силы на время ее действия. Количество движения — это вектор, равный произведению скорости на массу тела.

Если масса постоянна, то

$$\vec{F} = m \frac{d\vec{V}}{dt} = m\vec{a}, \quad (2.6)$$

где $\vec{F} = \sum_1^i \vec{F}_i$ — сумма векторов сил.

Этот закон устанавливает, что если результирующая сила не равна нулю, то тело получает ускорение (замедление), величина которого зависит от величины силы и времени ее приложения.

Для вращательного движения второй закон Ньютона формулируется следующим образом: импульс момента равен изменению количества движения.

Количество движения — произведение момента инерции вращающихся масс на их угловую скорость.

Момент инерции J (кг·м²) — параметр, аналогичный по смыслу массе при поступательном движении, характеризует меру инерции тел, вращающихся относительно фиксированной оси вращения. Момент инерции материальной точки с массой m равен произведению массы на квадрат расстояния от точки до оси вращения $J = mR^2$.

Момент инерции тела есть сумма моментов инерции материальных точек, составляющих это тело. Он может быть выражен через массу тела и его размеры. Значения момента инерции для тел вращения приводятся в каталогах и справочниках. Иногда в каталогах дается значение махового момента GD^2 . Для того чтобы найти момент инерции, нужно GD^2 разделить на четыре $J = (GD^2)/4$.

Отметим, что механическая инерционность вращающейся массы зависит не только от ее величины, но и диаметра. При одной и той же массе тело, имеющее больший диаметр, обладает значительно большим моментом инерции. Поэтому малоинерционные электродвигатели стремятся konstruировать с меньшим диаметром ротора большей длины. Напротив, когда в состав кинематической цепи рабочей машины включается маховик, его целесообразно konstruировать с большим диаметром.

Если момент инерции постоянен, то уравнение второго закона Ньютона можно представить в виде:

$$M_{\Sigma} = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (2.7)$$

Здесь M_{Σ} — алгебраическая сумма моментов, прикладываемых к телу вращения.

Третий закон Ньютона — закон равенства действия и противодействия — силы (моменты), с которыми два тела действуют друг на друга, равны по величине и противоположно направлены.

Этот закон поясняет, в частности, действие реактивных сил (моментов) сопротивления движению. Например, с какой силой резец воздействует на обрабатываемый металл, с такой же силой, но противоположно направленной, металл воздействует на резец, вызывая появление на валу двигателя привода резания реактивного момента сопротивления. Закон объясняет также наличие реакции опоры. Именно в силу данного закона необходимо крепление двигателя к фундаменту или станине.

Если, например, не закрепить статор двигателя фланцевого исполнения, то под нагрузкой его ротор не будет вращаться, а будет вращаться незакрепленный статор.

2.6. Уравнение движения электропривода

В механическом движении участвует подвижная часть электродвигателя (ротор или якорь), элементы механического передаточного устройства и исполнительный механизм.

Совокупность этих элементов называют кинематической схемой или механической частью электропривода.

Движение электропривода определяется действием двух моментов: моментом, развиваемым двигателем, и моментом сопротивления.

Рассматривается уравнение движения для простейшей модели механической части электропривода, описанной в подразделе 2.4. В соответствии с основным законом динамики для вращающегося тела векторная сумма моментов, действующих относительно оси вращения, равна производной момента количества движения:

$$\sum_{i=1}^n M_i = \frac{d(J\bar{\omega})}{dt}. \quad (2.8)$$

В задачах электропривода уравнение движения (2.8) наиболее часто применяется для анализа движения ротора двигателя. При этом суммарный момент, приложенный к ротору, определяется векторной

суммой момента двигателя и момента сопротивления. В отдельных случаях момент двигателя, равно как и момент сопротивления, может быть направлен как в сторону движения ротора, так и против этого движения. Однако во всех случаях независимо от движущего или тормозного характера момента двигателя и момента сопротивления в задачах электропривода выделяются именно указанные составляющие результирующего момента. Последнее определяется тем, что чаще всего момент сопротивления задан заранее, а момент двигателя выявляется в процессе расчета и тесно связан с величинами токов в его обмотках, которые позволяют оценить нагрев двигателя.

В системах электропривода основным режимом работы электрической машины является двигательный. При этом момент сопротивления имеет тормозящий характер по отношению к движению ротора и действует навстречу моменту двигателя. Поэтому положительное направление момента сопротивления принимают противоположным положительному направлению момента двигателя, в результате чего уравнение (2.8) при $J = \text{const}$ может быть представлено в виде:

$$M - M_{\text{н}} = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (2.9)$$

Уравнение (2.9) называют основным уравнением движения электропривода. В уравнении (2.9) моменты являются алгебраическими, а не векторными величинами, поскольку оба момента M и M_c действуют относительно одной и той же оси вращения.

$$M - M_{\text{н}} = J \frac{d\omega}{dt} = J\varepsilon,$$

где $\varepsilon = d\omega/dt$ угловое ускорение при вращательном движении.

Правую часть уравнения (2.9) называют динамическим моментом ($M_{\text{дин}}$), т. е.

$$\dot{I}_{\text{дин}} = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (2.10)$$

Из (2.10) следует, что направление динамического момента всегда совпадает с направлением ускорения электропривода.

В зависимости от знака динамического момента различают следующие режимы работы электропривода:

- 1) $M_{\text{дин}} > 0$, т. е. $d\omega/dt > 0$, разгон при $\omega > 0$;
- 2) $M_{\text{дин}} < 0$, т. е. $d\omega/dt < 0$, торможение при $\omega > 0$;
- 3) $M_{\text{дин}} = 0$, т. е. $d\omega/dt = 0$, установившийся режим, т. е. $\omega = \text{const}$.

Момент, развиваемый двигателем, не является постоянной величиной, а представляет собой функцию какой-либо одной переменной, а в некоторых случаях и нескольких переменных. Эта функция задается аналитически или графически для всех возможных областей ее изменения. Момент сопротивления также может быть функцией какой-либо переменной: скорости, пути, времени. Подстановка в уравнение движения вместо M и M_c их функций приводит в общем случае к нелинейному дифференциальному уравнению.

Уравнение движения в дифференциальной форме (2.9) справедливо для постоянного радиуса инерции вращающейся массы. В некоторых случаях, например при наличии кривошипно-шатунного механизма (см. рис. 2.2, z), в кинематической цепи привода радиус инерции оказывается периодической функцией угла поворота. В этом случае можно воспользоваться интегральной формой записи уравнения движения, исходящей из баланса кинетической энергии в системе:

$$\int_0^t D_{\text{вдв}} dt = J \frac{\omega^2}{2} - J_{\text{нач}} \frac{\omega_{\text{нач}}^2}{2}, \quad (2.11)$$

где $J(\omega^2/2)$ — запас кинетической энергии привода для рассматриваемого момента времени; $J_{\text{нач}}(\omega_{\text{нач}}^2/2)$ — начальный запас кинетической энергии привода.

Дифференцируя уравнение (2.11) по времени с учетом того факта, что J — функция угла поворота φ , получаем:

$$D_{\text{вдв}} = \frac{\omega^2}{2} \frac{dJ}{d\varphi} \frac{d\varphi}{dt} + J\omega \frac{d\omega}{d\varphi}. \quad (2.12)$$

Так как $P_{\text{дин}} = M_{\text{дин}}\omega$, то, разделив (2.12) на угловую скорость ω , получим уравнение движения при $J = f(\varphi)$ в следующем виде:

$$\dot{I}_{\text{вдв}} \neq \dot{I}_{\text{н}} = \frac{\omega}{2} \frac{dJ}{d\varphi} + \frac{d\omega}{d\varphi}. \quad (2.13)$$

В ряде случаев целесообразно рассматривать движение на рабочем органе производственной машины (такие задачи часто возникают для подъемно-транспортных машин с поступательно движущимся рабочим органом). В этом случае следует использовать уравнения для поступательного движения. Уравнение движения электропривода для поступательного движения получают так же, как и для вращательного движения. Так при $m = \text{const}$ уравнение движения принимает вид:

$$F - F_{\text{н}} = m \frac{dv}{dt}. \quad (2.14)$$

При $m = f(l)$, где l величина пройденного рабочим органом пути, уравнение движения принимает вид:

$$F - F_{\text{н}} = m \frac{dv}{dt} + \frac{v}{2} \frac{dJ}{dl}. \quad (2.15)$$

Полученные уравнения движения электропривода (2.9), (2.10), (2.14) и (2.15) позволяют решать различные динамические задачи.

При изучении движения электропривода возникает необходимость в определении различных механических величин: пути и угла поворота, скорости и ускорения, а также моментов и сил, вызывающих движение и определяющих его характер. Чтобы сделать математическое описание движения электропривода определенным, принимают одно из двух возможных направлений вращения двигателя положительным.

Принятое за положительное направление сохраняется единым для различных величин, характеризующих это движение: угла поворота, угловой скорости, углового ускорения и момента двигателя. Из этого, конечно, не следует, что положительному значению угла соответствует обязательно положительная скорость или положительному значению скорости — положительные ускорения и момент. Скорости могут быть как положительные, так и отрицательные при любом знаке ускорения или момента двигателя. Речь идет о положительном едином направлении отсчета для величин, характеризующих движение.

Из сказанного следует, что если в рассматриваемом интервале времени направления момента и скорости двигателя совпадают, т. е. момент и скорость имеют одинаковые знаки, то работа совершается за счет двигателя, который создает данный момент. В противном случае, когда знаки момента и скорости различны, двигатель, создающий данный момент, потребляет механическую энергию.

2.7. Время пуска и торможения электропривода

Для определения продолжительности пуска и торможения необходимо решить основное уравнение движения электропривода относительно времени и проинтегрировать его. Если J_{Σ} , M , M_c в процессе пуска остаются постоянными, то из уравнения имеем:

$$t_{\text{и}} = J_{\Sigma} \int_0^{\omega_c} \frac{d\omega}{M - M_{\text{н}}} = \frac{J_{\Sigma} \cdot \omega_{\text{н}}}{M - M_{\text{н}}}, \quad (2.16)$$

где ω_c — угловая скорость вращения двигателя, соответствующая моменту M_c ; $t_{\text{и}}$ — продолжительность пуска от $\omega = 0$ до ω_c .

При пуске, когда $M_c = 0$, время пуска

$$t_{\text{и}} = J_{\Sigma} \frac{\omega_0}{M_{\text{вз}}}, \quad (2.17)$$

где $M_{\text{вз}}$ — пусковой момент или момент короткого замыкания двигателя при $\omega = 0$.

При торможении механизма с использованием тормозного момента двигателя время торможения

$$t_{\text{о}} = \int_{\omega_c}^0 \frac{d\omega}{-M - M_{\text{н}}} = J_{\Sigma} \frac{\omega_{\text{н}}}{M + M_{\text{н}}}. \quad (2.18)$$

Если же торможение происходит только под действием статического момента нагрузки

$$t_{\text{о}} = J_{\Sigma} \frac{\omega_{\text{н}}}{M_{\text{н}}}. \quad (2.19)$$

Вследствие жесткой связи между двигателем и механизмом путь, пройденный какой-либо точкой рабочего органа механизма, пропорционален углу поворота вала двигателя за тот же период времени: $d\varphi = \omega dt$.

Так как

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

то для общего случая угол поворота вала двигателя за время изменения скорости от ω_1 до ω_2 будет

$$\varphi = J_{\Sigma} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{\omega \cdot d\omega}{M - M_c}. \quad (2.20)$$

Если $M - M_c = \text{const}$, то

$$\varphi = \frac{J_{\Sigma} ((\omega_2^2 - \omega_1^2) / 2)}{M - M_{\text{н}}}, \quad (2.21)$$

т. е. угол поворота вала двигателя прямо пропорционален приращению запаса кинетической энергии и обратно пропорционален величине динамического момента.

Если разгон ЭП происходит от скорости $\omega = 0$ до $\omega = \omega_c$, то угол поворота вала двигателя

$$\varphi = \frac{J(\omega_{\dot{n}}^2 / 2)}{M_{\dot{a}}} = \frac{J(\omega_{\dot{n}}^2 / 2)}{M - M_{\dot{n}}}, \quad (2.22)$$

2.8. Многомассовые системы электропривода

Реальные кинематические схемы электропривода содержат упругие элементы (элементы конечной жесткости), между которыми могут существовать зазоры. Так, например, в схеме рис. 2.2, в, таким упругим элементом является трос, на котором подвешивается груз. При значительной протяженности к упругим элементам должны быть отнесены и соединительные валы. Зазоры могут существовать в соединительных муфтах, а также в шестеренчатом зацеплении и подшипниках. В этих случаях кинематическую схему нельзя рассматривать как жесткую одномассовую систему. Наличие упругих элементов и зазоров усложняют расчетную схему механической части электропривода, превращая ее в многомассовую.

Поэтому одной из первых задач проектирования и исследования электроприводов является составление упрощенных расчетных схем механической части, учитывающих главные упругие связи и наибольшие массы, определяющие влияние на движение системы. Исследования динамики электроприводов показывают, что расчетные механические схемы в большинстве практических случаев в результате выделения главных масс и жесткостей сводятся к трехмассовой, двухмассовой расчетным схемам и, самое простое, к жесткому приведенному механическому звену.

Параметрами обобщенной трехмассовой упругой механической системы (расчетная схема рис. 2.6) являются суммарные приведенные моменты инерции J_1, J_2, J_3 , образованные приведенными массами, связи между которыми приняты жесткими и эквивалентные приведенные жесткости механических упругих связей между J_1 и J_2 — C_{12} и между J_2 и J_3 — C_{23} .

Первая масса представляет собой ротор двигателя и жестко связанные с ним элементы; к этой массе приложен электромагнитный момент M и момент статической нагрузки M_{c_1} , который является суммарным моментом потерь на валу двигателя и в жестко с ним связанных элементах. К промежуточной массе механизма J_2 приложен момент сопротивления M_{c_2} , а к третьей J_3 — момент внешней нагрузки этой массы

M_{c_3} . Трехмассовая упругая система при исследовании электромеханических систем автоматизированного электропривода используется в тех случаях, когда возникает необходимость более детального анализа условий движения масс механизма. Движение трех масс описывается следующей системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} M - M_{12} - M_{c_1} &= J_1 \frac{d\omega_1}{dt} \\ M_{12} - M_{23} - M_{c_2} &= J_2 \frac{d\omega_2}{dt} \\ M_{23} - M_{c_3} &= J_3 \frac{d\omega_3}{dt} \end{aligned} \right\}. \quad (2.23)$$

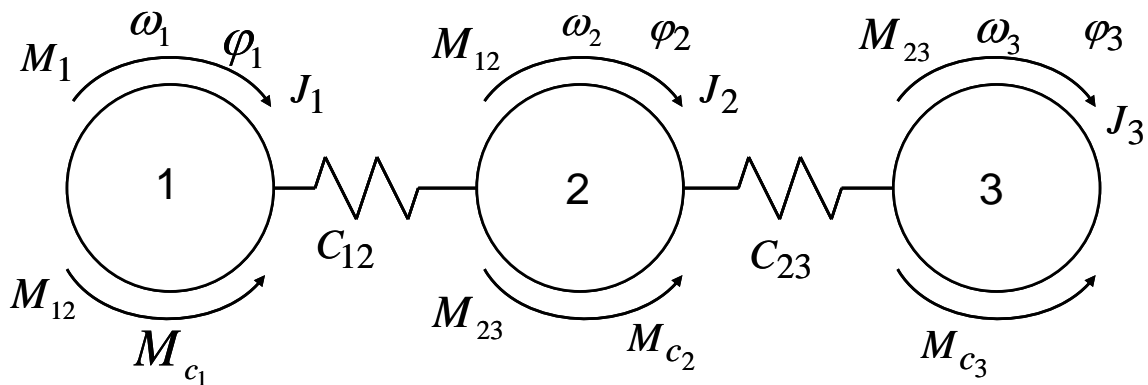


Рис. 2.6. Расчетная схема трехмассовой упругой системы

Для исследования отдельных физических особенностей, например, для изучения влияния упругих механических связей, трехмассовая расчетная схема сводится к двухмассовой. Чтобы перейти от трехмассовой упругой системы к двухмассовой необходимо $J_3 = 0$, $M_{23} = 0$ и $M_{c_3} = 0$, тогда движение двухмассовой системы описывается совокупностью следующих уравнений:

$$\left. \begin{aligned} M - M_{12} - M_{c_1} &= J_1 \frac{d\omega_1}{dt} \\ M_{12} - M_{c_2} &= J_2 \frac{d\omega_2}{dt} \\ M_{12} &= C_{12} (\varphi_1 - \varphi_2) \end{aligned} \right\}, \quad (2.24)$$

где M — момент, развиваемый двигателем; M_{12} — упругий момент; M_c — момент сопротивления; φ_1 и φ_2 — углы поворота первой и второй массы.

Таким образом, двухмассовая расчетная механическая система получается, если в расчет принимается упругость одного элемента, и зазоры при этом не учитываются. Двухмассовая система может быть также получена и при наличии нескольких упругих элементов в кинематической схеме при ее эквивалентировании. Расчетная схема двухмассовой упругой системы изображена на рис. 2.7.

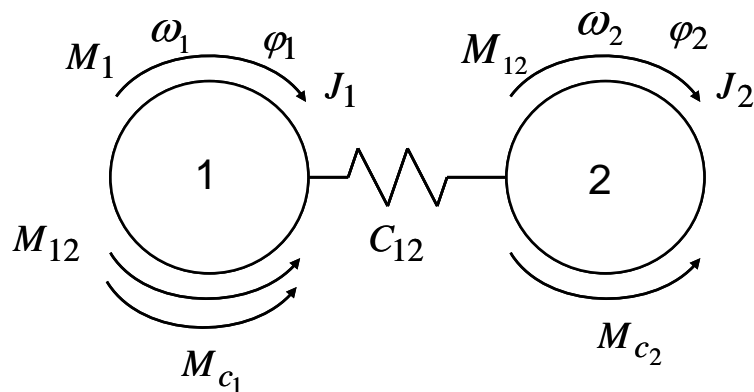


Рис. 2.7. Расчетная схема двухмассовой упругой системы

В этой схеме упругий элемент с коэффициентом жесткости C_{12} соединяет две массы 1 и 2 с моментами инерции J_1 и J_2 . Первая из масс, которая включает массу движущейся части двигателя и жестко связанных с ним элементов кинематической схемы вращается со скоростью ω_1 , а другая масса, которая включает в себя массу исполнительного механизма и жестко связанных с ним элементов — со скоростью ω_2 .

Коэффициент жесткости C_{12} определяется материалом и геометрическими размерами упругого элемента. Для вала радиусом R , при его кручении, коэффициент жесткости,

$$C_{12} = \frac{J_s G}{L}, \quad (2.25)$$

где J_s — момент инерции поперечного сечения вала; G — модуль упругости кручения; L — длина вала.

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 следующей формуле

$$\tilde{N}_{12\Sigma} = \frac{\tilde{N}_{12}}{i^2}.$$

В тех случаях, когда параметры механической системы электропривода таковы, что влияние упругих связей незначительно или ими можно

пренебречь, то механическая часть представляется простейшей расчетной схемой — одномассовой схемой или жестким приведенным звеном.

Переход от двухмассовой упругой системы к эквивалентному жесткому приведенному звену можно произвести следующим образом. В начале предположим, что упругая связь между первой и второй массами абсолютно жесткая, тогда $C_{12} = \infty$. Получим двухмассовую жесткую систему, расчетная схема которой представлена на рис. 2.8.

$$M_{12} = M_{\tilde{n}_2} + J_2 \frac{d\omega}{dt}.$$

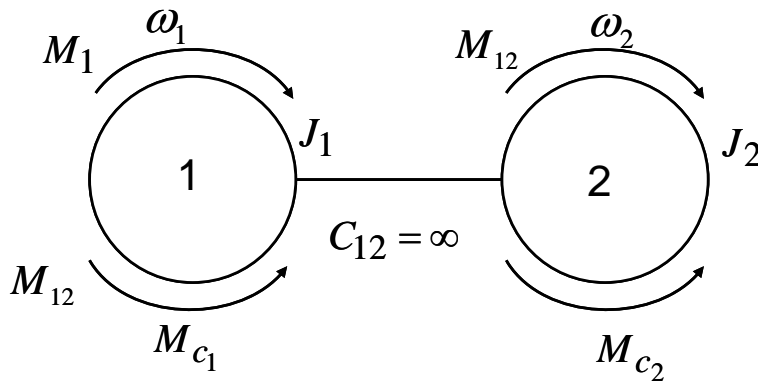


Рис. 2.8. Расчетная схема двухмассовой жесткой механической системы

Отличием ее от схемы на рис. 2.7 является равенство скоростей масс $\omega_1 = \omega_2 = \omega$, при этом в соответствии со вторым уравнением системы (2.24).

Подставив это выражение в первое уравнение системы (2.24), получим

$$M - M_{c_1} - M_{c_2} = (J_1 + J_2) \frac{d\omega}{dt}.$$

Следовательно, с учетом

$$M_{\tilde{n}_1} + M_{\tilde{n}_2} = M_{\tilde{n}}, \quad J_{\Sigma} = J_1 + J_2$$

получим *основное уравнение движения электропривода* в одномассовой жесткой системе

$$M - M_{\tilde{n}} = J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt}.$$

С его помощью можно по известному электромагнитному моменту и значениям M_c и J_{Σ} оценить среднее значение ускорения электропривода (т. е. сказать в каком режиме находится электропривод), рассчитать время, за которое двигатель достигнет заданной скорости и решить многие другие практические вопросы, даже в тех случаях, когда влияние упругих связей в системе существенно.

2.9. Механическая часть электропривода как объект управления

Полученные уравнения движения позволяют проанализировать динамические особенности механической части электропривода как объекта управления. Основой для анализа являются структурные схемы, вид которых определяется принятой расчетной схемой механической части. Для примера получим структурную схему для двухмассовой системы.

Для получения структурной схемы двухмассовой упругой механической системы продифференцируем третье уравнение системы (2.24)

$$\frac{dM_{12}}{dt} = C_{12}(\omega_1 - \omega_2). \quad (2.26)$$

Далее положим $d/dt = p$ в уравнениях (2.24), описывающих двухмассовую упругую механическую систему, тогда

$$\left. \begin{aligned} M - M_{12} - M_{c1} &= J_1 \delta\omega_1 \\ M_{12} - M_{c2} &= J_2 \delta\omega_2 \\ pM_{12} &= C_{12}(\omega_1 - \omega_2) \end{aligned} \right\}. \quad (2.27)$$

Данной системе уравнений соответствует структурная схема, представленная ниже.

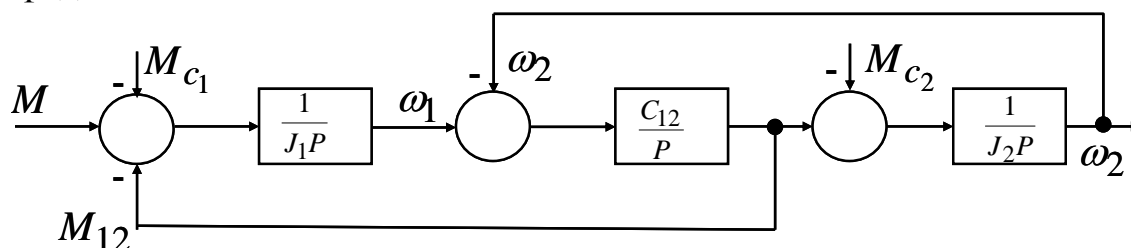


Рис. 2.9. Структурная схема двухмассовой упругой механической системы

Структурная схема, приведенная на рис. 2.9, дает представление о механической части электропривода в виде двухмассовой упругой системы как объекте управления. Управляющим воздействием здесь является электромагнитный момент двигателя M , а возмущениями — моменты нагрузки M_{c1} и M_{c2} . Регулируемыми переменными могут быть скорости ω_1 и ω_2 , перемещения φ_1 и φ_2 , а также нагрузки упругой связи M_{12} . Детальный анализ свойств двухмассовой механической упругой системы как объекта управления производится по передаточной функции системы, например частотным методом теории автоматического управления.

2.10. Свойства сил и моментов. Механические характеристики

Рассмотрим подробнее свойства сил и моментов, действующих на подвижные элементы. По характеру действия силы и моменты делят на активные и реактивные [7].

Активными называют силы или моменты, обусловленные внешними по отношению к элементу источниками механической энергии и действующие независимо от направления движения элемента. Так, активными будут силы или моменты, создаваемые в двигателе и прикладываемые к его подвижному элементу, входящему в механическую часть привода. В дальнейшем будем выделять эту группу активных сил или моментов, поскольку их формирование — важная функция электропривода. Активными могут быть силы и моменты статических нагрузок, обусловленные потенциальной энергией грузов, если при их перемещении есть вертикальная составляющая, энергией сжатых пружин, ветра, потока воды и т. п. Характерная особенность активных сил и моментов — независимость направления их действия от направления движения. Так, статический момент (M_c), обусловленный весом груза, всегда, и при подъеме, и при спуске, направлен в одну сторону (характеристика 1' на рис. 2.10).

Реактивными называют силы и моменты, возникающие как реакция на движение и всегда направленные против движения. Характерным примером могут служить силы и моменты трения (характеристика в виде ломаной линии 1 на рис. 2.10): они всегда сопровождают движение и всегда противодействуют ему. Характеристика 1 относится к исполнительному органу производственного механизма, сопротивление при движении которого, создается, главным образом, силами трения. Поэтому такую характеристику также называют характеристикой сухого трения.

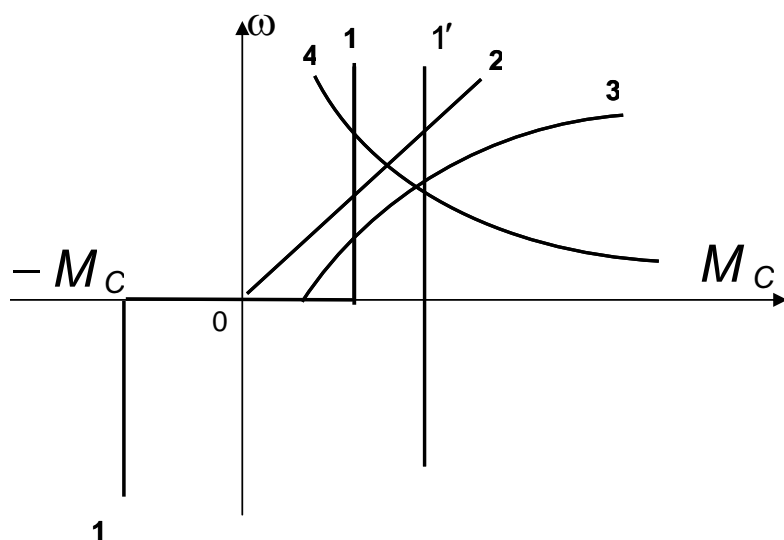


Рис. 2.10. Механические характеристики производственных механизмов

Реактивными являются силы и моменты, обусловленные неупругой деформацией или каким-либо разрушением материалов: резанием металла, деформацией слитка валками прокатного стана, разрушением горной породы ковшом экскаватора и т. п.

Силы и моменты, приложенные к рассматриваемым элементам, могут зависеть от времени, пространственной координаты, ее производных. При рассмотрении работы электрического двигателя, приводящего в действие производственный механизм, прежде всего, необходимо выявить соответствие механических характеристик двигателя характеристике производственного механизма. Поэтому для правильного проектирования и экономичной эксплуатации электропривода необходимо изучить эти характеристики.

Зависимость между приведенными к валу двигателя угловой скоростью вращения и моментом сопротивления механизма называют механической характеристикой производственного механизма $\omega = f(M_c)$. Рабочие машины и производственные механизмы обладают различными механическими характеристиками. Аналитическое выражение, устанавливающее изменение статического момента сопротивления от угловой скорости, для большинства рабочих машин и механизмов может быть представлено следующей эмпирической зависимостью:

$$M_{\bar{n}} = M_0 + (M_{\bar{n},\bar{m}} - \dot{I}_0) \left(\frac{\omega}{\omega_{\bar{m}}} \right)^{\bar{x}}, \quad (2.28)$$

где M_c — момент сопротивления производственного механизма при скорости ω ; M_0 — момент сопротивления трения в движущихся частях механизма; $M_{c,ном}$ — момент сопротивления при номинальной угловой скорости вращения $\omega_{ном}$; x — показатель, характеризующий изменение момента сопротивления при изменении скорости.

Приведенное выражение позволяет классифицировать механические характеристики производственных механизмов ориентировочно на следующие основные категории [7]:

1. Не зависящая от скорости механическая характеристика прямая (характеристики 1 и 1' рис. 2.10). При этом $x = 0$ и момент сопротивления не зависит от скорости. Такой характеристикой обладают, например, подъемные краны, лебедки, механизмы подачи металлорежущих станков, поршневые насосы при неизменной высоте подачи, конвейеры с постоянной массой перемещаемого груза, а также механизмы, у которых основным моментом сопротивления является момент трения, так как обычно в пределах рабочих скоростей момент трения изменяется мало.

2. Линейно-возрастающая механическая характеристика (прямая 2 на рис. 2.10). В этом случае при $x = 1$ момент сопротивления изменяется прямо пропорционально угловой скорости. Такую характеристику имеют, например, следующие механизмы: пастоизготовители, корнерезки, различные зерноочистительные машины, привод генератора постоянного тока с независимым возбуждением и др.
3. Нелинейно-возрастающая (параболическая) механическая характеристика (кривая 3 на рис. 2.10). При $x = 2$ механическая характеристика имеет параболический характер, и момент сопротивления зависит от квадрата скорости. Механизмы, обладающие такой характеристикой, называют иногда механизмами с вентиляторным моментом, поскольку у вентиляторов момент сопротивления зависит от квадрата скорости. К механизмам, обладающим параболической механической характеристикой, относятся также центробежные насосы, гребные винты, сепараторы, молотильные барабаны при пуске их вхолостую.
4. Нелинейно-спадающая механическая характеристика (кривая 4 на рис. 2.10). При этом $x = -1$ и момент сопротивления M_c изменяется обратно пропорционально скорости, а мощность, потребляемая механизмом, остается постоянной. Такой характеристикой обладают, например, некоторые токарные, расточные, фрезерные и другие металлорежущие станки, моталки в металлургическом производстве и т. п.

Эти характеристики не исчерпывают всех практически возможных случаев, но дают представление о характеристиках некоторых типичных производственных механизмов.

Механической характеристикой электрического двигателя называется зависимость его частоты вращения или угловой скорости от вращающего момента $n = f(M)$ или $\omega = f(M)$.

Степень изменения скорости вращения с изменением момента у различных типов электродвигателей неодинакова. Величина, характеризующая это изменение, называется жесткостью механической характеристики (β)

$$\beta = \frac{dM}{d\omega}. \quad (2.29)$$

Понятие жесткости может быть применено и к механическим характеристикам производственных механизмов. Эти характеристики можно оценивать жесткостью

$$\beta_{\text{ia}\omega} = \frac{dM_{\text{н}}}{d\omega}. \quad (2.30)$$

В случае нелинейной характеристики электродвигателя величина жесткости непостоянна и определяется в каждой точке как производная момента по угловой скорости. Линейные механические характеристики имеют постоянную жесткость.

Обычно на рабочих участках механические характеристики двигателей имеют отрицательную жесткость $\beta < 0$.

Механические характеристики электродвигателей можно разделить на три основные категории в зависимости от жесткости (β).

1. Абсолютно жесткая характеристика (характеристика, у которой угловая скорость с изменением момента остается неизменной). Например, приведенная на рис. 2.11, механическая характеристика 1 синхронного двигателя.
2. Жесткая механическая характеристика (характеристика, у которой угловая скорость с изменением момента хотя и падает, но в малой степени). Например, приведенные на рис. 2.11, естественная характеристика 2 двигателя постоянного тока независимого возбуждения и рабочая часть естественной механической характеристики 3 асинхронного двигателя.

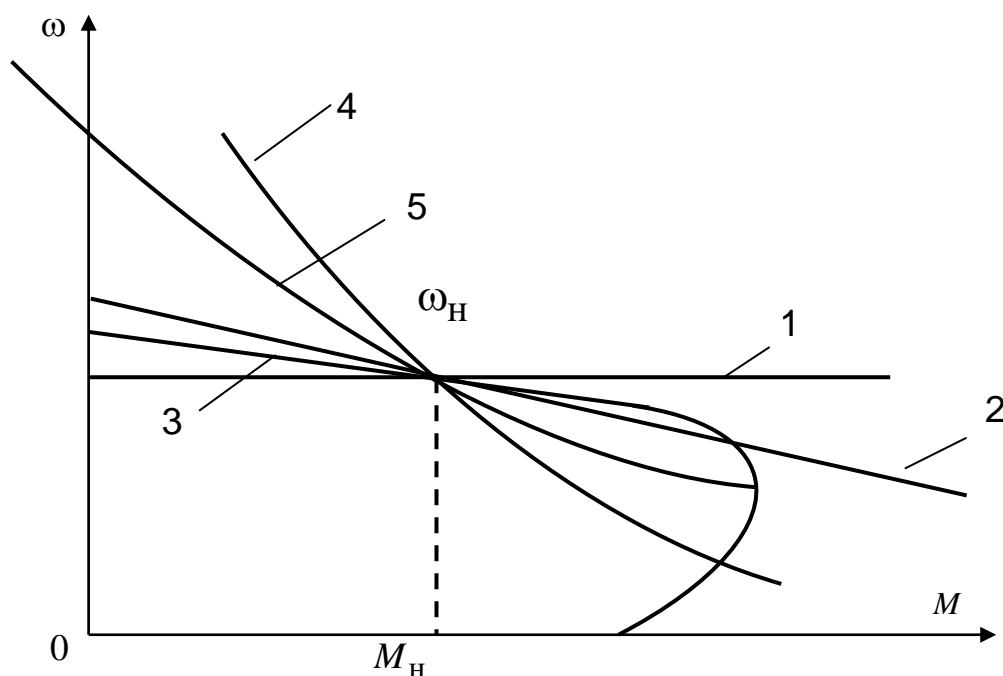


Рис. 2.11. Естественные механические характеристики двигателей

3. Мягкая механическая характеристика (характеристика, у которой с изменением момента угловая скорость значительно меняется). Например, приведенные на рис. 2.11, характеристика 4 двигателя постоянного тока последовательного и характеристика 5 двигателя постоянного тока смешанного возбуждения.

Механические характеристики, рассматриваемые в совокупности, определяют динамические силу или момент при любой скорости, т. е. ускорение. Благодаря этому легко найти зависимости скорости от времени в динамических режимах. Важное свойство механических характеристик состоит в том, что они связывают переменные, произведение которых определяет мощность: $P = Fv$ или $P = M\omega$.

Каждая точка механической характеристики однозначно определяет как интенсивность, так и направление передачи энергии. Из всех приведенных примеров следует, что положительный знак мощности характеризует поступление в элемент энергии от какого-либо внешнего источника, а отрицательный — ее расходование элементом на совершение работы, обусловленной влиянием внешних сил.

2.11. Статический режим работы и его устойчивость

Статическому режиму работы соответствует движение всех элементов электромеханической системы с постоянной и одинаковой приведенной скоростью. Этот режим наступает после затухания свободных составляющих переходного процесса, вызванного изменением управляющего или возмущающих воздействий, и характеризуется равенством электромагнитного момента двигателя суммарному моменту нагрузки. Это следует непосредственно из уравнений движения электропривода, если положить в них $p = 0$. Так для двухмассовой электромеханической системы с упругой связью, взяв в (2.27), получим

$$M - C_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) - M_{\tilde{n}_1} = 0,$$

$$C_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) - M_{\tilde{n}_2} = 0,$$

откуда

$$M = M_{\tilde{n}_1} + M_{\tilde{n}_2} = M_{\tilde{n}} = 0,$$

получим

$$M = M_{\tilde{n}}.$$

Таким образом, условие статического режима (или установившегося вращающегося движения) можно записать

$$M(\omega_n) = M_n(\omega_n), \quad (2.31)$$

где ω_c — скорость электропривода в статическом режиме.

Механические характеристики позволяют просто и очень наглядно определить координаты статического режима работы. Пусть моменты M_1 и M_c связаны с угловой скоростью ω , как показано на рис. 2.12, а. Тогда скорость статического режима ω_c определится как ордината точки пересечения кривых — M_c и M_1 , так как при этом $\Sigma M = 0$.

Механическая характеристика $M_1(\omega)$ здесь типична для активного момента: при одном и том же направлении движения момент имеет различные знаки, т. е. способствует движению в первом квадранте и препятствует (тормозит) во втором. (Общепринятая нумерация квадрантов плоскости $\omega - M$ показана на рис. 2.12, а римскими цифрами). Характеристика $M_c(\omega)$, наоборот, типична для реактивного момента: момент меняет знак с изменением направления движения, всегда препятствует движению.

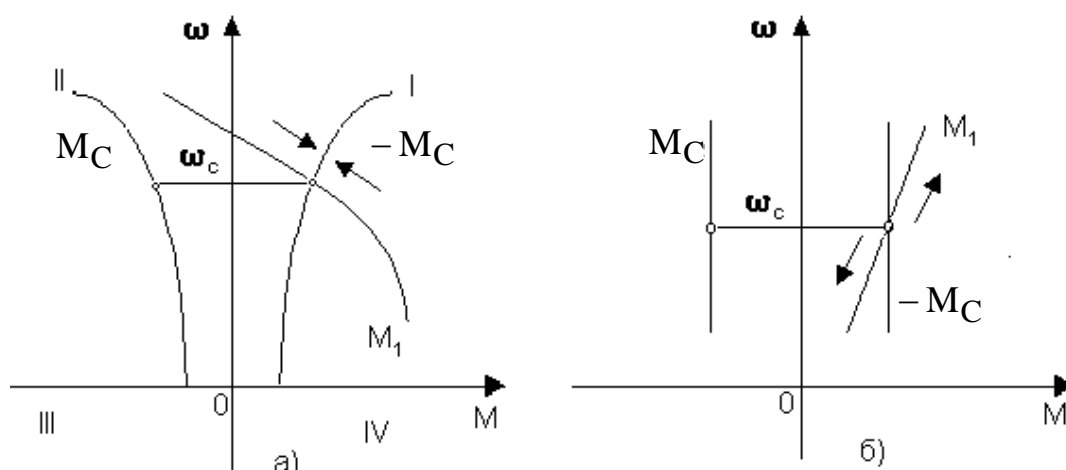


Рис. 2.12. Механические характеристики и статические режимы электропривода

Механические характеристики позволяют просто судить о статической устойчивости движения в установившемся режиме. Под статической устойчивостью понимается такое состояние установившегося режима работы привода, когда при случайном возникшем отклонении скорости от установившегося значения привод возвратится в точку установившегося режима. Если по какой-либо причине угловая скорость (рис. 2.12, а) стала выше, чем ω_c , то M_c , направленный против движения, превысит M_1 , направленный по движению, следовательно,

движение замедлится. При отклонении скорости вниз от ω_c баланс моментов окажется противоположным, и система также вернется к прежнему равновесному состоянию. Легко убедиться, что при механических характеристиках (рис. 2.12, б) любое случайно появившееся отклонение от статического режима обусловит динамический момент, увеличивающий начальное отклонение; система не вернется в точку статического режима, т. е. движение будет статически неустойчивым.

Жесткость механической характеристики удобно также использовать для оценки статической устойчивости. Если построить результирующую механическую характеристику, т. е. зависимость $\nu = f(\Sigma F)$ или $\omega = f(\Sigma M)$, то, очевидно, она пересечет ось ординат в точке статического режима, а ее отрицательная жесткость будет признаком статической устойчивости движения. Условия возникновения динамического момента при отклонениях от точки статического равновесия зависят как от формы характеристики двигателя, так и от вида характеристики механизма. Следует отметить, что при $M_c = \text{const}$ устойчивость статического режима работы зависит от знака жесткости статической механической характеристики двигателя. Условие устойчивости:

$$\beta_c = dM/d\omega < 0.$$

Если момент механизма зависит от скорости, то его механическая характеристика также обладает определенной жесткостью $\beta_{\text{мех}} = dM_c/d\omega$, при этом условие статической устойчивости принимает вид:

$$\beta_n - \beta_{\text{мех}} < 0. \quad (2.32)$$

Следует иметь в виду, что приведенные рассуждения и полученные условия устойчивости статического режима работы справедливы только для электроприводов, у которых статическая и динамическая характеристики совпадают.

В общем случае устойчивость статического режима работы электропривода определяется динамической жесткостью механической характеристики и параметрами механической части электропривода, поэтому она должна устанавливаться на основании анализа корней характеристического уравнения системы или частотными методами теории автоматического регулирования.

2.12. Неустановившееся движение электропривода

Неустановившееся движение соответствует переходу электропривода из установившегося движения с одними параметрами к установившемуся движению с другими параметрами (если, конечно, движение является устойчивым). Неустановившееся движение называется также переходным процессом или переходным режимом электропривода.

Причины возникновения неустановившегося движения (переходных процессов):

- изменение M_c ;
- изменение M , т. е. переход привода с одной характеристики на другую, имеющий место при пуске, торможении, реверсе, регулировании скорости, изменении какого-либо параметра привода.

Целью рассмотрения неустановившегося движения является: получение зависимостей изменения во времени выходных механических координат электропривода — $M(t)$, $\omega(t)$, $\varphi(t)$, а также $t_{п.п}$ — время неустановившегося движения (переходного процесса) электропривода.

Необходимость анализа переходных процессов (п.п) возникает потому, что:

- производительность ряда ответственных механизмов (реверсивного прокатного стана) определяется быстротой протекания п.п;
- качество выполнения многих технологических операций (движение лифта, врезание резца в деталь и т. п.) определяется п.п;
- механические и электрические перегрузки оборудования в большинстве случаев определяются переходными процессами.

В общем случае моменты двигателя и исполнительного органа производственного механизма, а также иногда и момент инерции, могут являться функциями времени, скорости и положения (угол поворота вала двигателя).

При изучении переходных режимов полагаем, что известными являются следующие исходные данные:

- начальное состояние: $\omega_{нач}$, $M_{нач}$, $i_{нач}$;
- конечное состояние: $\omega_{кон}$, $M_{кон}$, $i_{кон}$ и соответствующая ему характеристика $\omega(M)$;
- закон изменения во времени фактора, вызвавшего переходный режим (например, $M_c(\omega)$);
- параметры привода.

Переходные процессы в электроприводе можно условно разделить на 4 большие группы.

1. Переходные процессы в электроприводе, где преобладающей инерционностью является механическая J . Электрические инерционности малы или не проявляются. Фактор, вызывающий переходный процесс, изменяется скачкообразно (мгновенно), т. е. много быстрее, чем интересующие нас величины.

Примеры: мгновенный сброс и наброс нагрузки, пуск, реверс, торможение, регулирование скорости двигателей при питании от сети, если не учитывать индуктивности обмоток.

2. Переходные процессы, когда механическая и электрическая инерционность соизмеримы; фактор, вызывающий п.п, изменяется мгновенно.

Примеры: п.п в приводе постоянного тока, при $\Phi = \text{var}$, либо $\Phi = \text{const}$, но $L_{\text{я}} \neq 0$, то же в системе «источник тока — двигатель».

3. Переходные процессы, когда преобладающая инерционность механическая (J), индуктивности электрических цепей малы или не проявляются. Фактор, вызывающий п.п, изменяется не мгновенно, т. е. темп его изменения соизмерим с темпом изменения ω (медленное изменение воздействующего фактора).

Примеры: п.п в системе «управляемый преобразователь — двигатель постоянного тока», «преобразователь частоты — асинхронный двигатель», если $L = 0$.

4. Переходные процессы, когда учитывается несколько инерционностей, фактор, вызывающий переходный процесс, изменяется не мгновенно.

Рассмотрим возможные переходные процессы, относящиеся к первой группе. Все п.п этой группы подчиняются механическому уравнению движения

$$M - M_{\text{н}} = J \frac{d\omega}{dt}.$$

Уравнение механического движения решается методом разделения переменных. При его решении рассмотрим несколько частных случаев.

А. Пусть в п.п (рис. 2.13) $M = \text{const}$, $M_{\text{с}} = \text{const}$, электропривод работал в точке $\omega_{\text{нач}}$, $M_{\text{нач}} = M_{\text{с}}$. В момент времени $t = 0$ мгновенно переведен на новую характеристику. В этом случае решение уравнения движения имеет вид:

$$\omega = \int \frac{M_1 - M_{\text{н}}}{J} dt = \frac{M_1 - M_{\text{н}}}{J} t + c.$$

Постоянная интегрирования $c = \omega_{\text{нач}}$ находится из условий переходного процесса: $t = 0, \omega = \omega_{\text{нач}}$. Тогда угловая скорость равна

$$\omega = \frac{M_1 - M_c}{J} t + \omega_{\text{нач}}. \quad (2.33)$$

Это решение действует на интервале $\omega_{\text{нач}} < \omega < \omega_{\text{кон}}$, т. к. по условию при $\omega = \omega_{\text{кон}}$ функция $\omega = f(M)$ терпит излом. На этом интервале $M = M_1$.

Механические характеристики двигателя и исполнительного органа производственного механизма, а также графики переходного процесса приведены ниже (рис. 2.13).

Время переходного процесса $t_{\text{п.п}}$ определится из уравнения (2.33) при подстановке в него $t = t_{\text{п.п}}$ и $\omega = \omega_{\text{кон}}$

$$t_{\text{п.п}} = J \frac{\omega_{\text{кон}} - \omega_{\text{нач}}}{M_1 - M_c}. \quad (2.34)$$

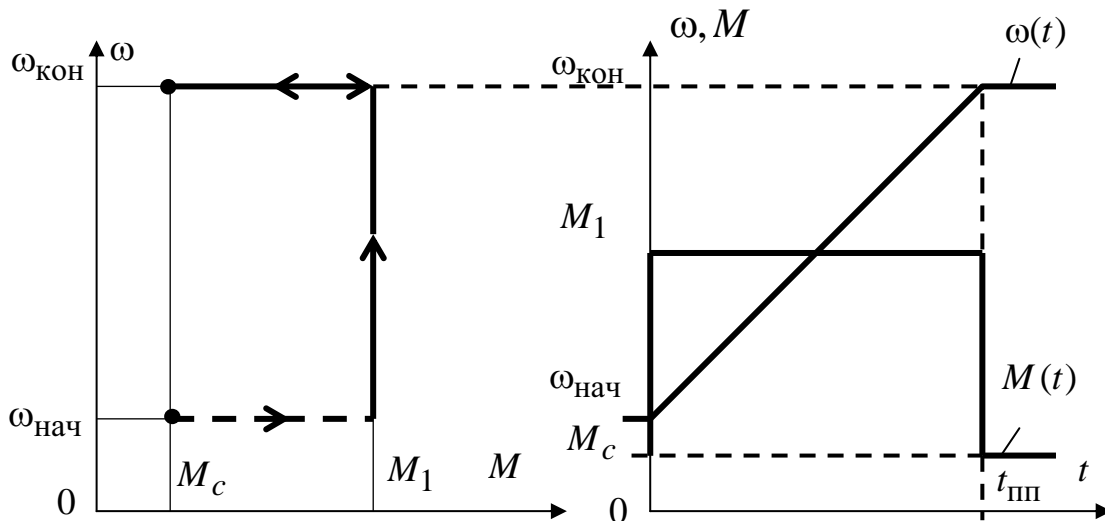


Рис. 2.13. Механические характеристики двигателя, исполнительного органа и графики переходного процесса

Из графиков п.п видно, что скорость линейно зависит от времени: при $M_1 - M_c > 0$ она увеличивается, при $M_1 - M_c < 0$ она снижается. Момент двигателя не зависит от времени.

Б. Пусть характеристики двигателя (1), исполнительного органа механизма (2) имеют вид, представленный на рис. 2.14.

Уравнения механических характеристик двигателя и механизма:

$$\left. \begin{aligned} M &= M_{\text{вс}} - \beta \omega \\ \dot{\omega} &= \dot{\omega}_{\text{н}} + \beta_{\text{н}} \omega \end{aligned} \right\},$$

где $M_{кз}$ и $M_{с0}$ – моменты двигателя и исполнительного органа механизма при нулевой скорости.

Подставляя эти выражения в уравнение движения, получим:

$$M - M_c = M_{\dot{\epsilon}_\zeta} - \beta\omega - \dot{I}_{\dot{n}0} - \beta_{\dot{n}}\omega = J \frac{d\omega}{dt}.$$

Данное уравнение после преобразований можно записать:

$$T_1 \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_{\dot{o}\dot{n}0}, \quad (2.35)$$

где $T_m = J/(\beta + \beta_c)$ – электромеханическая постоянная времени, с;

$\omega_{\dot{o}\dot{n}0} = \frac{\dot{I}_{\dot{\epsilon}_\zeta} \dot{I}_{\dot{n}0}}{(\beta + \beta_{\dot{n}})}$ – установившаяся скорость, соответствующая точке

пересечения характеристик двигателя и механизма.

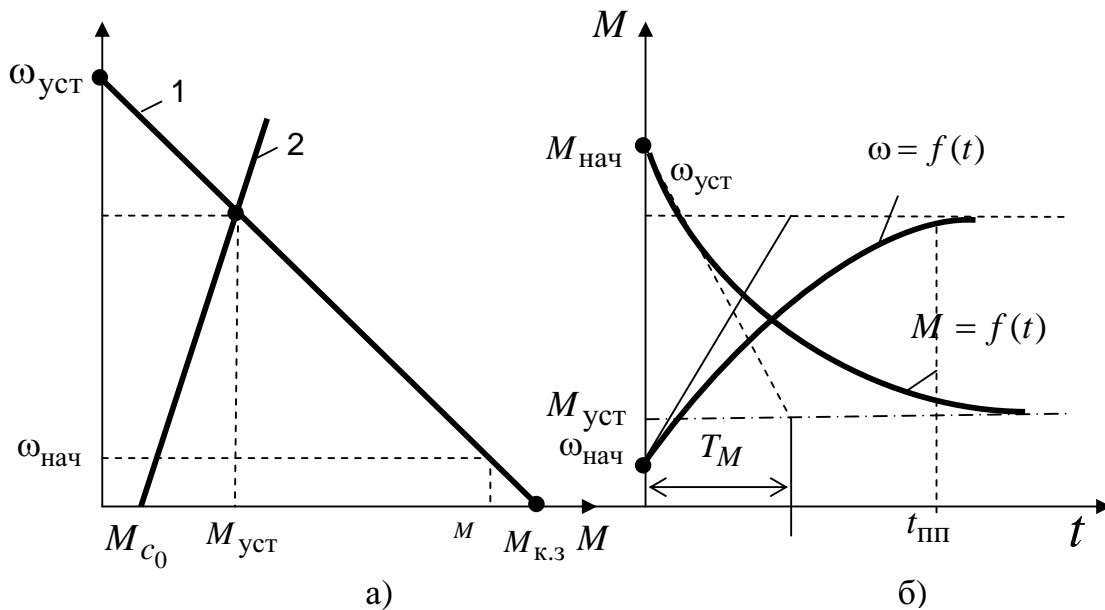


Рис. 2.14: а – механические характеристики двигателя;
б – графики переходного процесса

Выражение (2.35) по своей форме является линейным неоднородным уравнением первого порядка, решение которого $\omega(t)$ имеет вид:

$$\omega(t) = Ae^{-t/T_1} + \omega_{\dot{o}\dot{n}0}. \quad (2.36)$$

Постоянный коэффициент A определяется из начальных условий при $t=0$; $\omega = \omega_{нач}$

$$A = \omega_{нач} - \omega_{\dot{o}\dot{n}0}.$$

Окончательно решение уравнения (2.35) будет иметь вид:

$$\omega(t) = (\omega_{\dot{\alpha}\div} - \omega_{\dot{\alpha}\div})e^{-t/T_i} + \omega_{\dot{\alpha}\div}. \quad (2.37)$$

Момент двигателя в функции времени равен

$$M(t) = M_{\dot{\alpha}\div} - \beta\omega(t).$$

Учитывая, что

$$\beta = \frac{\Delta M}{\Delta \omega} = \frac{M_{\dot{\alpha}\div} - M_{\dot{\alpha}\div}}{\omega_{\dot{\alpha}\div} - \omega_{\dot{\alpha}\div}} = \frac{(\dot{I}_{\dot{\alpha}\div} - \dot{I}_{\dot{\alpha}\div})}{\omega_{\dot{\alpha}\div}},$$

получаем после подстановки $\omega_{\text{нач}}$ и $\omega_{\text{уст}}$

$$M(t) = (M_{\dot{\alpha}\div} - M_{\dot{\alpha}\div})e^{-t/T_i} + M_{\dot{\alpha}\div}. \quad (2.38)$$

Обычно на практике $\beta_c = 0$, поэтому параметры, входящие в уравнения (2.37) и (2.38), упрощаются и имеют вид:

$$T_i = \frac{J}{\beta} = J \frac{\omega_0}{M_{\dot{\alpha}\div}};$$

$$\omega_{\dot{\alpha}\div} = \frac{(\dot{I}_{\dot{\alpha}\div} - \dot{I}_{\dot{\alpha}\div})}{\beta}.$$

Время переходного процесса $t_{\text{п.п.}}$, за которое изменится скорость от некоторого начального уровня $\omega_{\text{нач}}$ до конечного $\omega_{\text{кон}}$ определяется из (2.37) или (2.38) путем их логарифмирования:

$$t_{\dot{\alpha}\div} = T_i \ln \left[\frac{(\omega_{\dot{\alpha}\div} - \omega_{\dot{\alpha}\div})}{(\omega_{\dot{\alpha}\div} - \omega_{\dot{\alpha}\div})} \right] = T_i \ln \left[\frac{(M_{\dot{\alpha}\div} - M_{\dot{\alpha}\div})}{(M_{\dot{\alpha}\div} - M_{\dot{\alpha}\div})} \right]. \quad (2.39)$$

Из выражений (2.37) и (2.38) следует, что скорость и момент изменяются во времени по экспоненциальному закону.

На рис. 2,14, б представлены кривые переходного процесса от $\omega_{\text{нач}}$ до $\omega_{\text{уст}}$.

Теоретически время достижения установившегося состояния $t_{\text{п.п.}} = \infty$. Поэтому в технических расчетах оперируют со временем $t_{\text{п.п.}} = 3T_m$. За этот интервал времени скорость достигает 0,95 своего установившегося значения.

T_m имеет определенный геометрический и физический смысл. На графиках она равна отрезку, отсекаемому касательной к кривой п.п., проведенной в точке $t = 0$, соответствующей установившемуся уровню переменной.

Количественно T_m равна времени разгона двигателя t_p вхолостую ($M_c = 0$) из неподвижного состояния $\omega_{нач} = 0$ до скорости идеального холостого хода под действием пускового момента $M_{кз}$, т. е.

$$\dot{\Omega}_1 = J \frac{\omega_0}{M_{êç}} = \delta = t_{i1} .$$

В некоторых случаях удобным является выражение T_m через параметры привода

$$T_i = \frac{JR}{C^2}, \quad (2.40)$$

где R — полное сопротивление двигателя, включая и внешние добавочные резисторы; C — коэффициент связи; $M_c(\omega)$ и $M(\omega)$ нелинейны.

В случае если характеристики $\omega = f(M)$ и $\omega = f(M_c)$ нелинейны, используются приближенные способы решения (интегрирования) уравнения движения: численные и графоаналитические.

Рассмотрим один из самых простых численных методов интегрирования уравнения движения ЭП на примере получения зависимостей $\omega(t)$ и $M(t)$ при пуске АД с вентилятором (рис. 2.15).

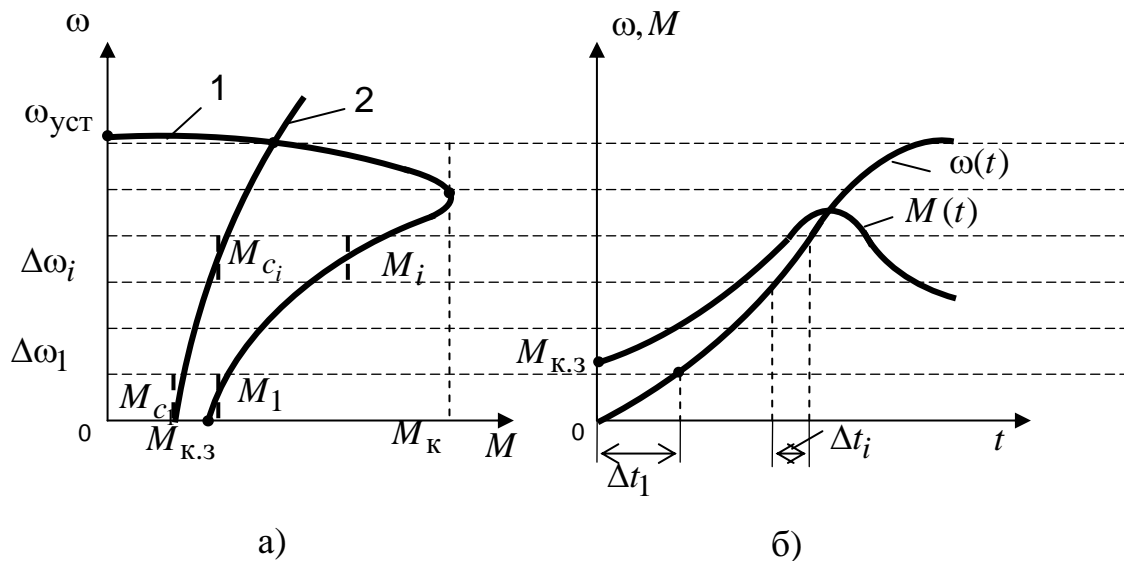


Рис. 2.15: а — механические характеристики двигателя;
б — графики переходного процесса

Метод Эйлера предусматривает замену дифференциальных переменных их приращениями, т. е. уравнение движения можно записать:

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

Для пользования этим уравнением ось скорости разбиваем на ряд интервалов $\Delta\omega_i$, на которых моменты АД и нагрузки вентилятора принимаются постоянными. Порядок расчета зависимости $\omega(t)$ следующий:

- 1) для каждого i -го интервала скорости $\Delta\omega_i$ по характеристикам определяют средние на этом интервале моменты двигателя M_i и нагрузки M_{ci} ;
- 2) по выражению

$$\Delta t_i = \frac{J \Delta \omega_i}{(M_i - M_{ci})} \quad (2.41)$$

рассчитывают время каждого интервала;

- 3) на последнем этапе расчета определяют текущие значения скорости и времени как сумму приращения и значения переменной на предыдущем участке и строят искомую зависимость $\omega(i)$.

Для удобства вычислений составляется табл. 2.2.

Таблица 2.2

$\Delta\omega_i$	$\omega_i = \omega_{i-1} + \Delta\omega_i$	M_i	M_{C_i}	Δt_i	$t_i = t_{i-1} + \Delta t_i$
1	2	3	4	5	6
$\Delta\omega_1$	$\omega_i = \Delta\omega$	M_1	M_{C_1}	Δt_1	$t_1 = \Delta t_1$
$\Delta\omega_2$	$\omega_2 = \omega_1 + \Delta\omega_1$	M_2	M_{C_2}	Δt_2	$t_i = t_1 + \Delta t_2$
...
$\Delta\omega_2$	$\omega_i = \omega_{i-1} + \Delta\omega_i$	M_i	M_{C_i}	Δt_i	$t_i = t_{i-1} + \Delta t_i$

Используя данные табл. 2.2 (столбцы 3 и 6) можно построить зависимость $M(t)$. При необходимости можно построить и зависимость $\varphi(t)$, используя то, что уравнение $d\varphi = \omega dt$ записывается в приращениях $\Delta\varphi = \omega \Delta t$ и по данным таблицы (столбцы 2 и 5) может быть получена зависимость $\varphi(t)$.

Графоаналитический метод решения уравнения движения электропривода. Метод пропорций.

Этот метод основан на замене бесконечно малых приращений скорости $d\omega$ и времени dt малыми конечными приращениями $\Delta\omega$ и Δt . В этом случае уравнение движения электропривода можно записать

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

Если в некотором интервале времени Δt разность моментов $M - M_c = \text{const}$, то из уравнения движения можно записать пропорцию:

$$\frac{(M - M_c)}{J} = \frac{\Delta\omega}{\Delta t}.$$

Рассмотрим применение метода пропорций на примере привода вентилятора от АД с кз ротором. На представленном ниже рисунке (рис. 2.16) показан ход графического построения кривой $\omega(t)$.

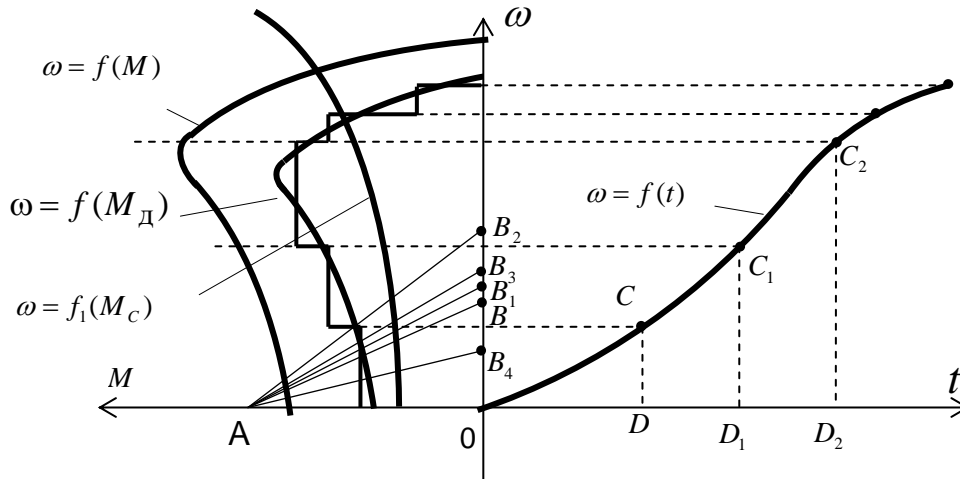


Рис. 2.16: а – механические характеристики двигателя;
б – графики переходного процесса

Построение ведется следующим образом:

- 1) в левом квадранте строятся характеристики

$$\omega = f(M), \omega = f_1(M_c);$$
- 2) графически находится и строится их разность $M - M_c = f_2(\omega)$ – кривая динамического момента;
- 3) кривую динамического момента заменяют ступенчатой с участками $M - M_c = \text{const}$, т. е. ось скорости разбиваем на ряд интервалов, на каждом из которых $M - M_c = \text{const}$. Точность построений и конечные результаты зависят от количества участков (чем больше, тем точнее);
- 4) полученные на отдельных участках значения динамических моментов в определенном масштабе откладывают вверх на оси ординат. Так для 1-го участка отрезок OB , для 2-го – OB_1 и т. д.;
- 5) отмеченные на оси ординат точки (B, B_1, B_2 и т. д.) соединяют прямыми с точкой A , находящейся от начала координат на расстоянии, пропорциональном величине J ;
- 6) из начала координат (правый квадрант) проводят прямую OC , параллельную AB . Последняя прямая характеризует искомую функцию $\omega = f(t)$ для первого участка моментов. Это следует из подобия

треугольников AOB и ODC . Действительно, $OB/OA = CD/OD$, но $OB = M_1 - M_c$; $OA = J$; $CD = \Delta\omega_1$, следовательно, OD соответствует времени пуска на первом участке, т. е. $\Delta t_1 = OD$;

- 7) проведя аналогичные построения для следующих участков $M - M_c$, строим кривую скорости $\omega = f(t)$ и находим время пуска электропривода.

При построении следует учитывать масштабы величин, связанных между собой соотношением согласно выражению

$$\frac{m_1}{m_J} = \frac{m_\omega}{m_t}, \quad (2.42)$$

где m_m — масштаб момента; m_J — масштаб момента инерции; m_ω — масштаб скорости; m_t — масштаб времени.

Обычно задаются масштабами трех величин: момента, скорости, времени. Масштаб четвертой величины находится из выражения (2.42).

Контрольные вопросы

1. Напишите основное уравнение движения электропривода.
2. Определите приведенные к валу момент нагрузки и момент инерции на примере подъемного механизма.
3. Представьте структурную схему механической части электропривода с жесткими механическими связями.
4. Определите время переходного процесса при пуске электропривода при активной нагрузке $M = \text{const}$ и $M_c = \text{const}$.
5. Исходя, из каких законов осуществляется приведение моментов нагрузки и моментов инерции к валу двигателя.
6. Представьте известные Вам механические характеристики механизмов.
7. Представьте механические характеристики различных двигателей постоянного и переменного тока.
8. Нарисуйте двухмассовую упругую расчетную схему механической части электропривода и приведите основные уравнения.
9. Почему электромеханическая постоянная времени нагруженного двигателя выше, чем на холостом ходу?
10. Почему электромагнитная постоянная времени электропривода с преобразователем выше, чем при питании двигателей от сети?
11. Как определить статическую устойчивость системы по механическим характеристикам.
12. Определите статическую устойчивость системы «асинхронный двигатель — вентиляторная нагрузка».
13. Определите статическую устойчивость системы «двигатель постоянного тока независимого возбуждения — грузоподъемный механизм».

3. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

3.1. Общие сведения

Между источником электрической энергии и электромеханическим преобразователем (рис. 3.1) находится важный элемент — электрический преобразователь.

Электрический преобразователь преобразует основные признаки электрического источника $e_{\text{ист}}(t)$ или $i_{\text{ист}}(t)$ и число фаз в соответствующие признаки, требуемые электромеханическим преобразователем.

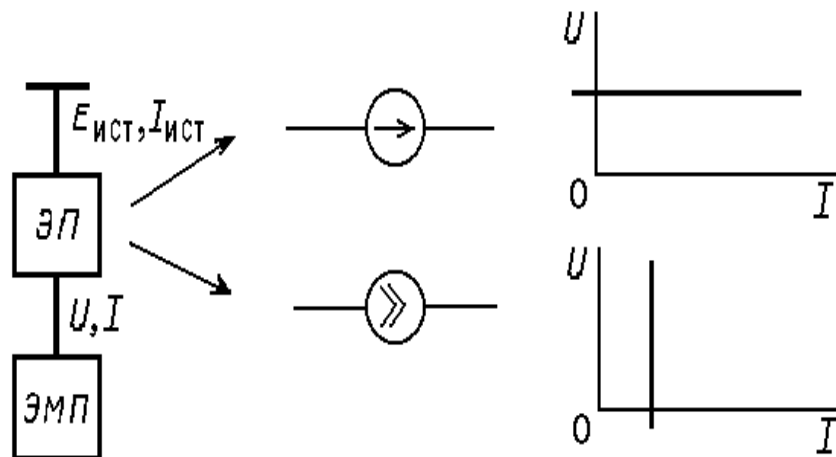


Рис. 3.1. Электрические преобразователи в электроприводе

В большинстве случаев источником питания служит промышленная трехфазная электрическая сеть частотой $f_{\text{ном}} = 50$ Гц и линейным напряжением (действующее значение) $U_{\text{ном}}$, стандартные значения которого 220, 380, 440, 660 В, 3, 6, 10 кВ. На магистральном электрическом транспорте распространена сеть постоянного тока напряжением 3000 В, на городском — напряжением 600 В. В автономных установках используются аккумуляторы и сети постоянного тока с напряжением 12, 24, 48 В, а также однофазные и трехфазные сети переменного тока повышенной частоты (400–1000 Гц). Рассмотрим, какие функции вы-

полняют электрические преобразователи, включенные между промышленной сетью и различными электромеханическими преобразователями. Электрические преобразователи независимо от функциональных возможностей могут обладать свойствами, как источника напряжения, так и источника тока (рис. 3.1), т. е. могут иметь в идеальном исполнении либо горизонтальную, либо вертикальную внешнюю характеристику $U = f(I)$.

Электрический преобразователь, работая от источника напряжения — промышленной сети, может либо сохранить на выходе это свойство, либо осуществить преобразование источника напряжения в источник тока.

Имея на входе переменное напряжение неизменных амплитуды и частоты, электрический преобразователь может преобразовать его как в переменное напряжение той же частоты, но другой амплитуды, так и в переменное напряжение с другими амплитудой и частотой. В первом случае электрический преобразователь называют преобразователем напряжения (ПН), во втором — преобразователем частоты (ПЧ).

Электрический преобразователь может выполнять функцию выпрямителя, т. е. преобразовывать переменное напряжение в постоянное, либо инвертора — преобразовывать постоянное напряжение в переменное, если источник энергии находится на стороне постоянного напряжения.

Кроме того, электрический преобразователь может быть импульсным, т. е. преобразовывать стандартное переменное напряжение сети в последовательность импульсов, амплитуда, длительность, скважность, форма и другие признаки которых определяются специфическими особенностями работы электромеханического преобразователя.

Электрические преобразователи по их функциональным возможностям делятся на неуправляемые и управляемые. К неуправляемым относятся обычные трансформаторы, выпрямители, некоторые виды простейших электромашинных агрегатов, параметрические источники тока, к управляемым — различные статические устройства, действие которых основано на использовании управляемых полупроводниковых ключей — элементов, могущих находиться либо во включенном ($R \approx 0$), либо в выключенном ($R \rightarrow \infty$) состоянии.

Важным функциональным признаком электрического преобразователя является его способность проводить энергию в одну (неревверсивный) или в обе (реверсивный) стороны.

3.2. Управляемые выпрямители

Если источником электрической энергии является однофазная или трехфазная сеть переменного тока, то функции управляемого выпрямителя состоят в выпрямлении питающего напряжения и в управлении уровнем выпрямленного напряжения.

Основой любого управляемого выпрямителя или другого статического преобразователя служит управляемый ключ — полупроводниковый элемент, способный находиться в одном из двух состояний: $R \approx 0$ или $R \rightarrow \infty$. Есть полностью управляемые ключи — *силовые транзисторы*, состояние которых полностью определяется сигналом управления. Они, имея это преимущество, обладают и рядом недостатков — сравнительно небольшими обратными напряжениями (до 1000 В у лучших современных образцов), небольшими токами (до 400 А), малыми коэффициентами усиления у обычных транзисторов, т. е. требуют управляющих сигналов большой мощности.

В последнее время разработаны и начали применяться силовые полупроводниковые приборы в модульном исполнении, например IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), лишенные недостатков обычных силовых транзисторов. По данным [2] один из вариантов IGBT, появившихся на рынке в 1990 г., работает при обратных напряжениях до 1200 В с токами до 400 А, имеет при этом частоту переключений до 25 кГц при очень низких уровнях управляющих сигналов.

Наибольшее распространение в настоящее время получили тиристоры — управляемые полупроводниковые приборы, открываемые при положительном потенциале на аноде управляющим сигналом, но закрываемые лишь при изменении полярности напряжения между анодом и катодом. Эти, по существу, полууправляемые полупроводниковые приборы выпускаются в весьма широкой номенклатуре на токи от 10 А (ток, начиная с которого вентили принято считать силовыми) до 3 кА и обратные напряжения до 5 кВ; управляются весьма малыми сигналами (3 В; 0,1–2 А), имеют невысокую стоимость; обладают при правильном использовании и нормальной эксплуатации хорошими показателями надежности, т. е. служат реальной основой массовых управляемых выпрямителей. Они выпускаются в двух конструктивных исполнениях: штыревые, как и обычные неуправляемые диоды, и таблеточные, и используются с соответствующими радиаторами при воздушном естественном или принудительном охлаждении, а также с водяным охлаждением.

Поскольку основной недостаток обычных тиристоров (их неполная управляемость) не очень существенен в управляемом выпрямителе, так как всегда есть знакопеременный сигнал, гасящий тиристор, этот тип полупроводниковых приборов нашел преимущественное применение именно в управляемых выпрямителях. В других устройствах применяются более дорогие полностью управляемые тиристоры или GTO-тиристоры (Gate Turn Off).

Существуют различные схемы управляемых выпрямителей на тиристорах, отличающиеся числом фаз источника переменного напряжения, способом соединения тиристоров, подключения нагрузки (с неизменным направлением тока в ней или с возможностью его изменения), которые делятся на нулевые и мостовые схемы выпрямления.

Нулевая схема выпрямления, состоит из m параллельно соединенных однотипных цепей, каждая из которых включает элементарный источник переменной ЭДС и тиристор (рис. 3.2, а); m — это число фаз многофазного источника переменной ЭДС, причем ЭДС каждого элементарного источника сдвинута по отношению к ЭДС соседнего на $\pm 2\pi/m$.

Нагрузка включена параллельно указанным цепям, т. е. между общей точкой источников ЭДС «0» и общей точкой тиристоров, в данном случае — их катодов К; тиристоры могут иметь и соединенные аноды А, как показано на рис. 3.2, б.

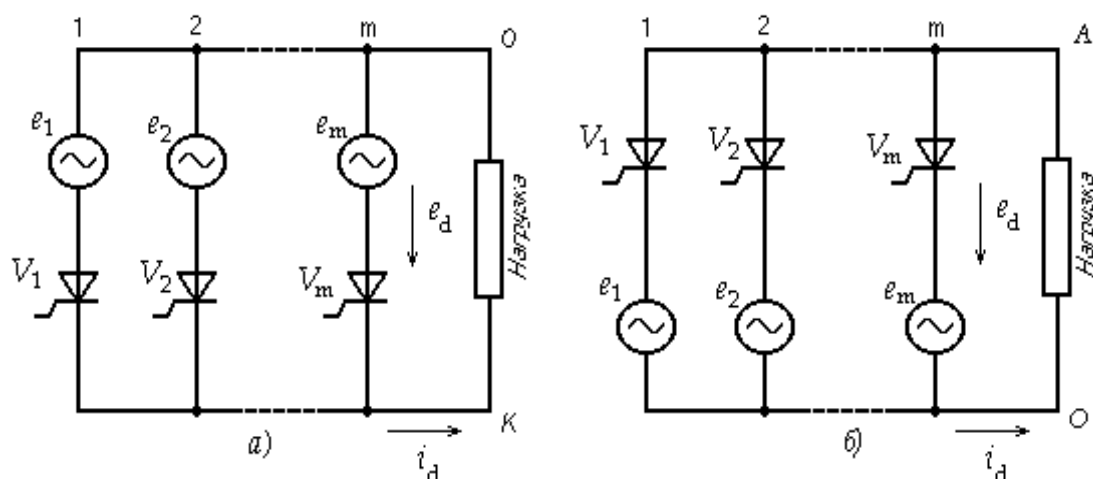


Рис. 3.2. Нулевые схемы выпрямления

Роль m -фазного источника ЭДС может играть трансформатор с m вторичными обмотками. При $m = 2$ это будет вторичная обмотка однофазного трансформатора с выведенной нулевой точкой, при $m = 3$ (рис. 3.3, а) — три вторичные обмотки трехфазного трансформатора,

соединенные в звезду при соответствующем включении «начал» обмоток (точки на рис. 3.3, а).

Наиболее часто встречающаяся реализация нулевой схемы выпрямления в мощных выпрямителях — трехфазная, именно она изображена на рис. 3.3, а. Для рассмотрения основных процессов в этой схеме примем упрощающие допущения. Будем полагать, что трансформатор идеальный, т. е. активные и индуктивные сопротивления его обмоток равны нулю, а все фазные ЭДС синусоидальны, имеют одинаковые амплитуды и сдвинуты на угол $2\pi/3 = 120^\circ$. Будем также считать тиристоры идеальными, их включение — мгновенным, происходящим в момент приложения управляющего импульса, отключение — тоже мгновенным при появлении на аноде отрицательного по отношению к катоду потенциала.

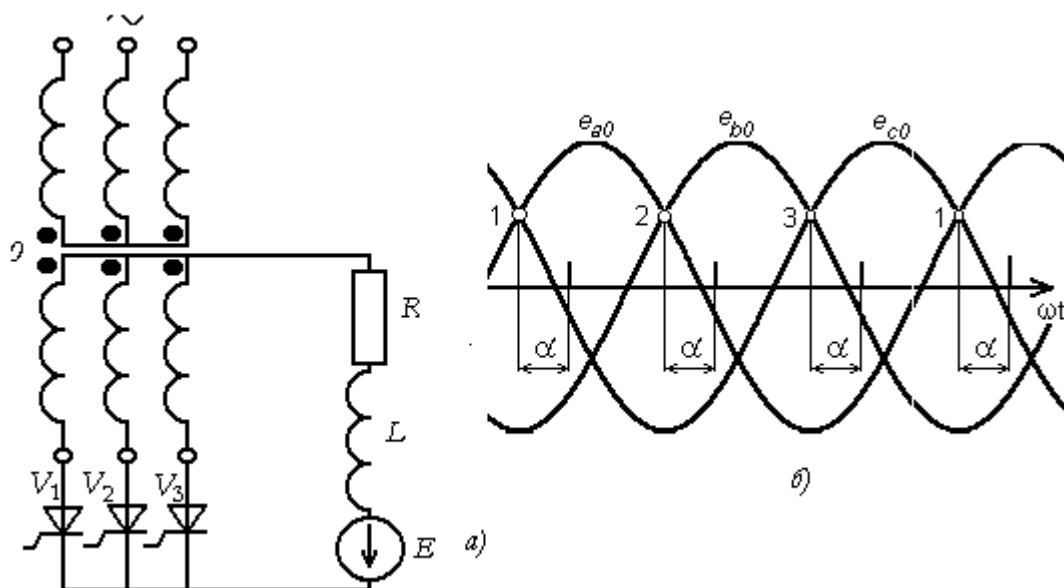


Рис. 3.3. Трехфазная нулевая схема с трансформатором (а) и диаграмма фазных ЭДС (б)

Характер нагрузки оговорим особо. Будем рассматривать три случая: нагрузку в виде активного сопротивления R , нагрузку $R-L$ и, наконец, нагрузку в виде ЭДС (E) и достаточно большой индуктивности (L). Первый случай соответствует работе выпрямителя на активную нагрузку, второй характерен для цепи возбуждения двигателя постоянного тока, а третий — для якорной цепи, поскольку ее активное сопротивление мало и можно считать $R_{я} \approx 0$, индуктивное сопротивление велико за счет обычно включаемого сглаживающего реактора, а ЭДС (E) — неотъемлемая особенность машины постоянного тока.

Момент подачи на каждый тиристор управляющего импульса будем отсчитывать от момента естественной коммутации, т. е. от момента, когда включился бы неуправляемый полупроводниковый прибор. Эти точки отмечены на рис. 3.3, *б* цифрами 1–3. Управляющие импульсы сдвинуты относительно этих точек вправо на любые, но одинаковые углы α .

Работа управляемого выпрямителя (нулевая схема) на активное сопротивление

Рассмотрим сначала случай $\alpha = 0$, т. е. будем подавать управляющие импульсы в моменты естественной коммутации 1–3 и т. д. Управляемый выпрямитель при этом не будет отличаться от неуправляемого, поскольку никакой задержки в открывании тиристорov не будет. На рис. 3.4 показаны диаграммы изменения всех характерных величин. Интервалы проводимости тиристорov здесь составят $2\pi/3$, поскольку в каждый момент будет проводить лишь один вентиль, тот, у которого напряжение на аноде по отношению к общей точке K выше, чем у других. Обратное напряжение на неработающем тиристоре равно линейному напряжению между фазой (вторичной обмоткой трансформатора), к которой подключен его анод, и фазой, соответствующей проводящему тиристору, к которой через него подключен катод неработающего тиристора (рис. 3.4).

Выпрямленная ЭДС (e_d) имеет постоянную составляющую E_d и переменную, составляющую пульсаций, частота которой втрое превышает частоту сети; выпрямленный ток i_d повторяет форму e_d . Такие схемы в связи с этим называют *трехпульсными*, потому что на каждый период сетевого напряжения приходится три периода пульсаций.

В каждой из вторичных обмоток трансформатора протекает ток в виде импульсов одного направления, что, очевидно, неблагоприятно: постоянная составляющая создает поток вынужденного подмагничивания магнитопровода, увеличивает ток холостого хода и насыщение, приводит к лишним потерям. Избежать отмеченных неприятностей можно, выполнив каждую фазу вторичной обмотки из двух секций (рис. 3.5).

С увеличением α уменьшается постоянная составляющая (среднее значение) выпрямленной ЭДС (e_d) и, соответственно, выпрямленного тока (i_d). В интервале $0 < \alpha < 30^\circ$ ЭДС e_d и повторяющий ее ток i_d непрерывны, причем

$$E_d = E_{d0} \cos \alpha. \quad (3.1)$$

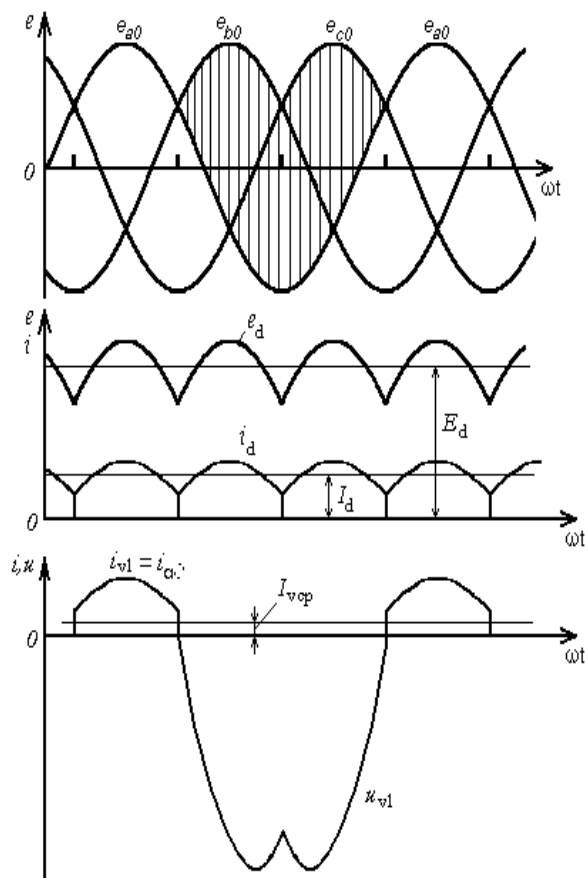


Рис. 3.4. Диаграммы основных величин в трехфазной нулевой схеме при $\alpha = 0$

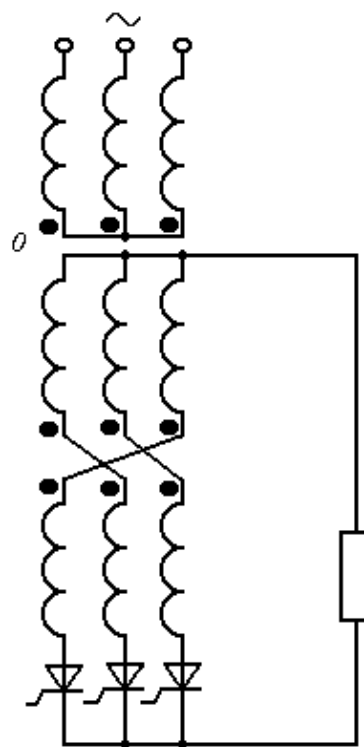


Рис. 3.5. Нулевая схема с секционированной вторичной обмоткой трансформатора

На рис. 3.6 показаны диаграммы напряжений и токов при нескольких значениях α .

При $30^\circ < \alpha < 150^\circ$ e_d и i_d имеют прерывистый характер, при $\alpha = 150^\circ$; $e_d = 0$.

Работа управляемого выпрямителя (нулевая схема) на цепь $R-L$

Этот случай соответствует питанию обмотки возбуждения от управляемого преобразователя. Принципиально он отличается от рассмотренного тем, что ток уже не будет повторять ЭДС, будет затягиваться, при больших индуктивностях — до начала открытия очередного тиристора. Ток в нагрузке при этом будет непрерывным, в идеальном случае ($L \rightarrow \infty$) — практически неизменным (рис. 3.7). Постоянная составляющая выпрямленной ЭДС, как и в предыдущем случае, подчиняется выражению (3.1). При не очень большой индуктивности ток может стать прерывистым.

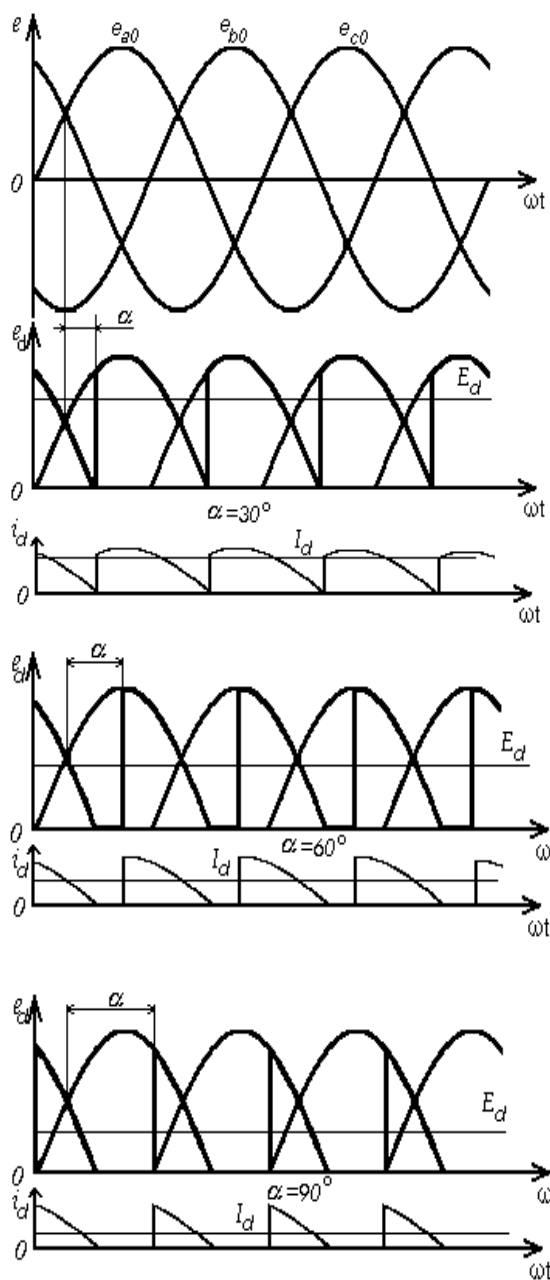


Рис. 3.6. Диаграмма основных величин в трехфазной нулевой схеме нагруженной активным сопротивлением и $\alpha \neq 0$

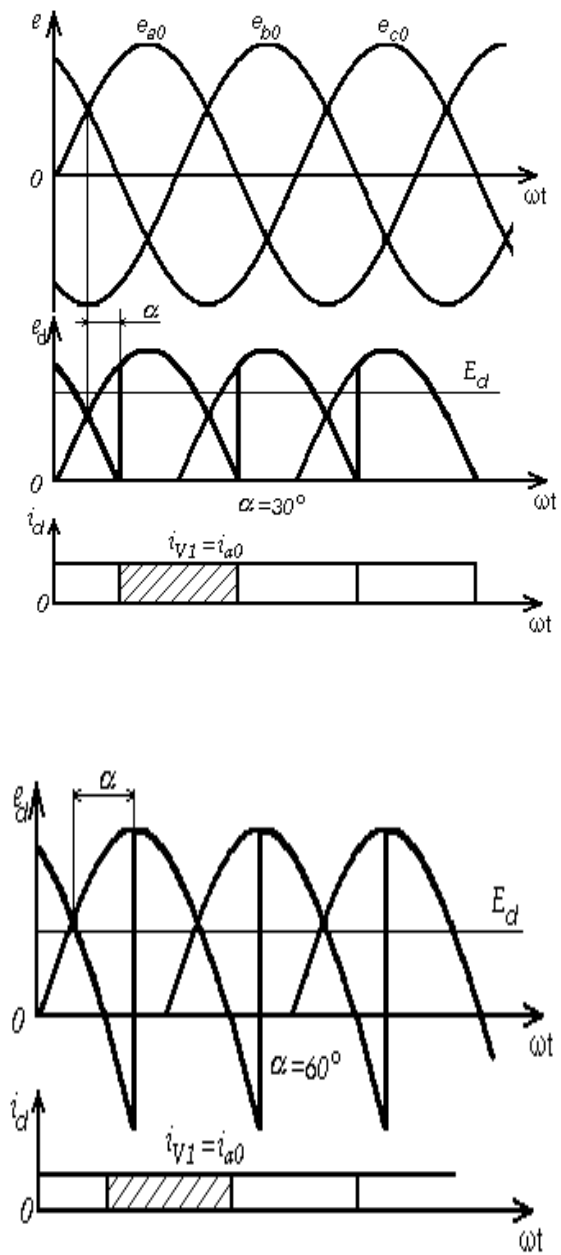


Рис. 3.7. Диаграмма основных величин в трехфазной нулевой схеме при нагрузке $R-L$ и $\alpha \neq 0$

Работа управляемого выпрямителя (нулевая схема) на цепь $E-L$

Этот случай, характерный для якорной цепи двигателя постоянного тока, — самый сложный, поскольку в цепи нагрузки появляется активный элемент — источник энергии, ЭДС которого (E) может изменяться как по значению, так и по знаку. Если в предыдущих случаях энергия в любом установившемся режиме передавалась лишь от источника переменной ЭДС в цепь постоянного тока (в переходных процессах возможно и противоположное направление передачи энергии), а ее значение определялось углом α , то в рассматриваемом случае возможны два направления потока энергии и, соответственно, два различных энергетических режима работы системы управляемый выпрямитель — якорь двигателя: *выпрямительный*, когда энергия передается из сети переменного тока в сеть постоянного тока (рис. 3.8, *а*), и *инверторный*, когда направление потока энергии противоположно (рис. 3.8, *б*). На рис. 3.8 показаны характерные диаграммы основных переменных в предположении, что $L \rightarrow \infty$, т. е. ток в якоре непрерывный, для двух значений α : 60° и 120°.

Из диаграмм следует, что при принятых условиях ток протекает через каждый тиристор в течение $1/3$ периода, причем расположение интервалов проводимости по отношению к фазным ЭДС зависит от α . При $\alpha > 90^\circ$ интервал проводимости приходится преимущественно на отрицательную полуволну фазной ЭДС, вследствие чего E_d изменяет знак, и при соответствующем значении и знаке E_d создаются условия для инверторного режима. В инверторном режиме иногда вместо угла α используют связанный с ним угол $\beta = \pi - \alpha$.

При больших α (малых β) возникает опасность *опрокидывания* инвертора, когда нарушаются условия закрывания тиристора в конце интервала его проводимости.

В рассматриваемом идеализированном случае эта аварийная ситуация (все тиристоры открыты) соответствует $\alpha = 180^\circ$ ($\beta = 0$), реальные же схемы, когда коммутация тока от тиристора к тиристоры происходит не мгновенно, обычно уже не работают при углах α , превышающих 150°.

Основной недостаток нулевых схем выпрямления — высокие пульсации выпрямленного напряжения.

Уменьшить пульсации возможно в мостовых схемах выпрямления, являющихся сочетанием двух нулевых (рис. 3.9, *а*), в одной из которых соединены катоды, в другой — аноды; нагрузка включается между этими общими точками, т. е. специальный вывод нулевой точки уже не требуется (рис. 3.9, *б*).

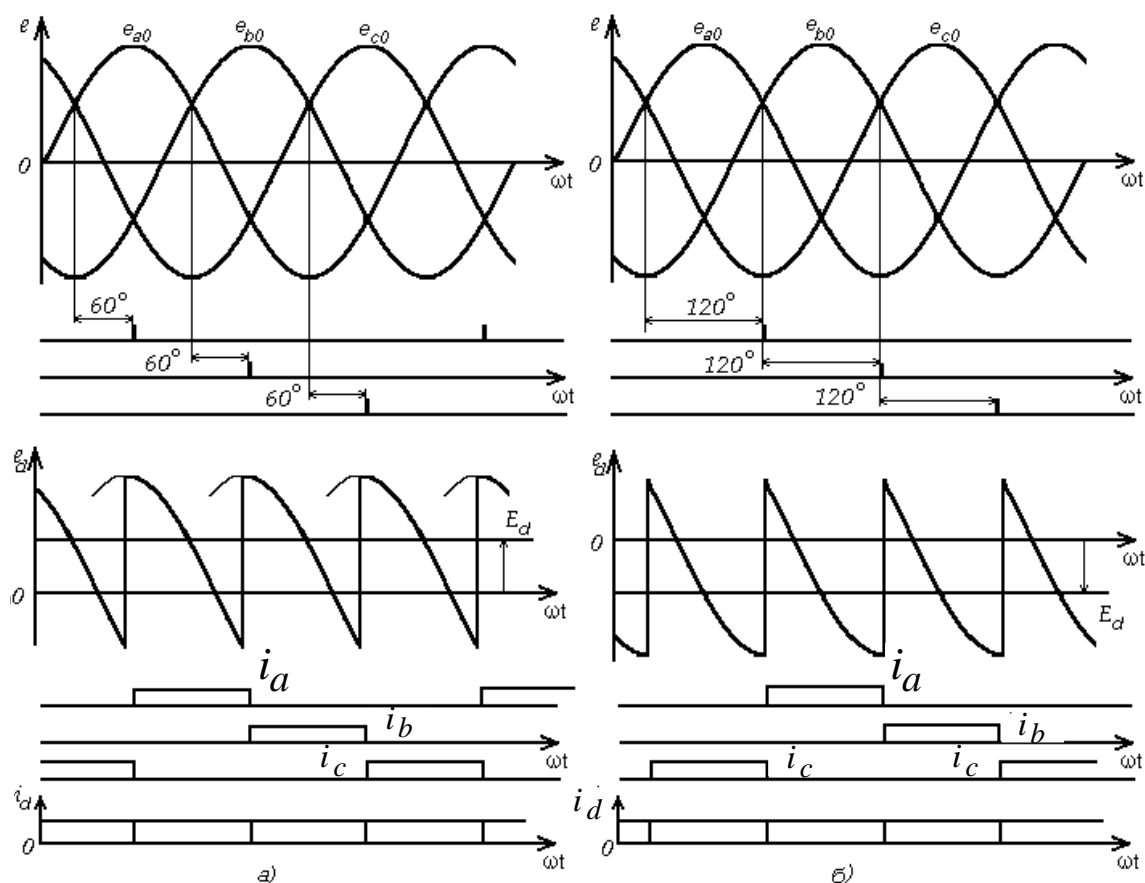


Рис. 3.8. Диаграммы основных величин
в трехфазной нулевой схеме при нагрузке $R-L-E$

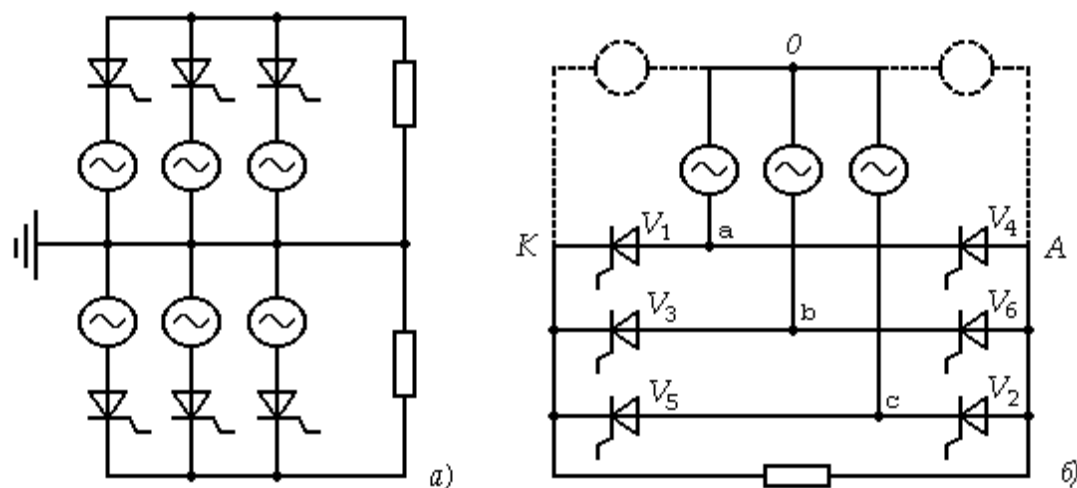


Рис. 3.9. Мостовая схема выпрямления

Рассмотрим диаграммы ЭДС в мостовой схеме (рис. 3.9, б). Для того чтобы лучше понять ее особенности, предположим, что мы включили между нулевой точкой 0 и точкой K некоторый измеритель мгновенных величин, лучше всего электронно-лучевой осциллограф (показан

штриховыми линиями на рис. 3.9, б). Подавая на тиристоры V_1, V_3, V_5 импульсы, сдвинутые по отношению к моментам естественной коммутации (рис. 3.10, точки 1, 3, 5) на угол α (отмечены штриховкой), получаем на экране осциллографа уже знакомую диаграмму (кривая $e_{к0}$). Действительно, схема без правой части не отличается от рассмотренной ранее нулевой схемы.

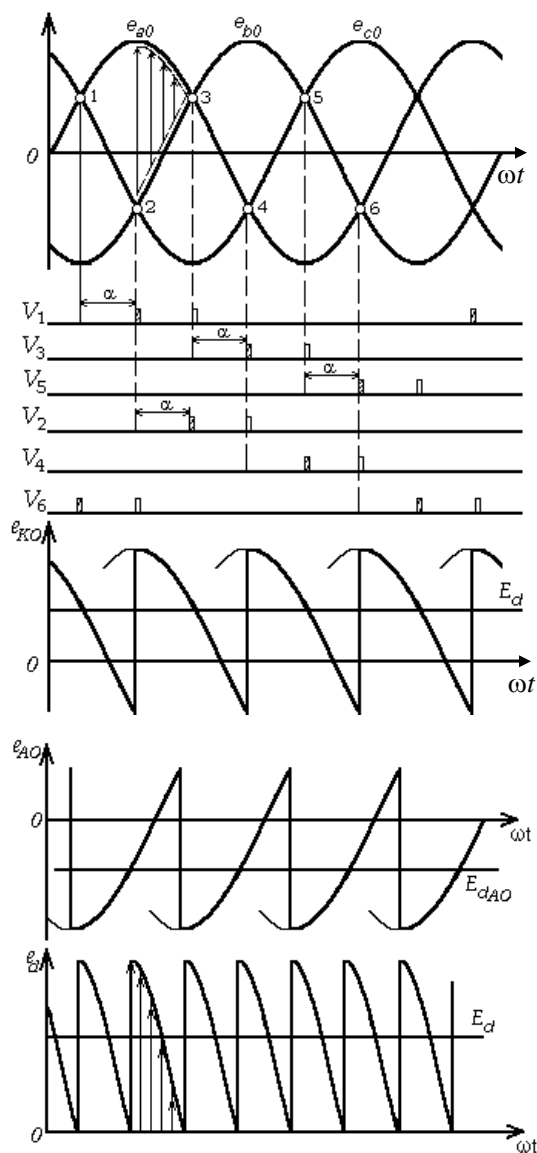


Рис. 3.10. Диаграмма основных величин в мостовой схеме с нагрузкой $R-L-E$ (выпрямительный режим)

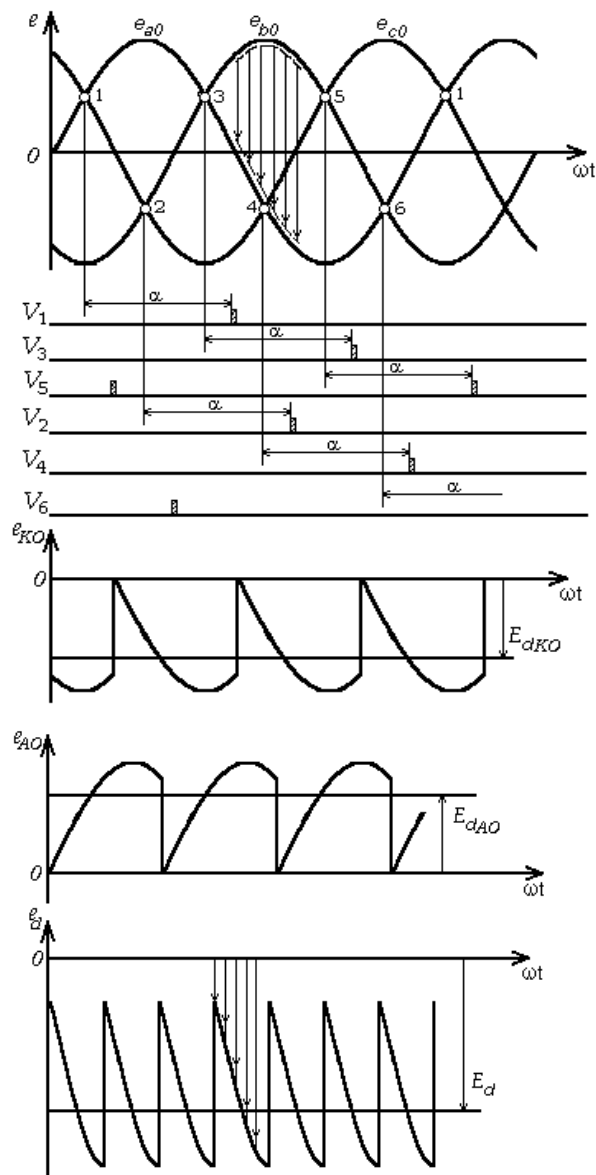


Рис. 3.11. Диаграммы основных величин в мостовой схеме с нагрузкой $R-L-E$ (инверторный режим)

В схеме (рис. 3.9, б) объединены аноды, и моментами естественной коммутации (рис. 3.10, точки 2, 4, 6) будут точки пересечения синусоид фазных ЭДС в отрицательной области: проводить будет тиристор с «самым отрицательным» катодом. Угол α будем отсчитывать от этих точек; управляющие импульсы для тиристоров анодной группы при одинаковых α (заштрихованы на рис. 3.10) будут сдвинуты по отношению к импульсам, подаваемым на тиристоры катодной группы, на 180° . Измеритель, включенный между точками 0 и А, даст диаграмму e_{A0} (рис. 3.10). Очевидно, что ЭДС на выходе выпрямителя (e_d), численно равная при принятых допущениях напряжению на нагрузке (u_d), определится как разность потенциалов φ_k и φ_a (штриховка со стрелками и кривая e_d на рис. 3.10). Здесь вдвое выросли по отношению к нулевой схеме как среднее выпрямленное напряжение, так и частота пульсаций — схема стала *шестипульсной*.

Как следует из рис. 3.10, основные импульсы, подаваемые на тиристоры катодной и анодной групп (заштрихованные), не совпадают по времени. Вместе с тем, ток в нагрузке может протекать лишь в том случае, если одновременно проводят тиристоры из различных групп. Для надежного обеспечения этого условия схему управления строят обычно так, чтобы через 60° после основного импульса на каждый тиристор подавался дополнительный импульс (незаштрихованные импульсы).

Мостовая схема подобно нулевым может работать как в выпрямительном, так и в инверторном режиме. Диаграммы основных величин, соответствующие инверторному режиму, показаны на рис. 3.11.

В режиме непрерывного тока в нагрузке для мостовой схемы, как и для нулевой, справедливо соотношение (3.1).

3.3. Преобразователи частоты

Преобразователи частоты с непосредственной связью (ПЧНС)

Управляемые выпрямители служат основой построения ряда преобразователей частоты для управления двигателями переменного тока. Наиболее простая и естественная компоновка такого устройства, позволяющего получать из высокой частоты низкую и получившего название преобразователя частоты с непосредственной связью (иногда используется термин «циклоконвертер») показана на рис. 3.12, а.

Каждая фаза двигателя (изображен трехфазный вариант) снабжена двумя комплектами встречно включенных выпрямителей (изображены

трехфазные, выполненные по нулевой схеме; фрагмент, относящийся к одной фазе двигателя, показан на рис. 3.12, б). Управляя выпрямителями, можно обеспечить условия, при которых на каждой фазе двигателя в положительный полупериод выходного напряжения («+» на рис. 3.12, в) работает (проводит) один комплект тиристоров — $A1$, а в отрицательный (—) — другой, $A2$.

Из рис. 3.12, в следует, что период выходного напряжения T и его частота $f = 1/T$ зависят от момента переключения комплектов тиристоров и могут изменяться в широких пределах. Правда, верхняя частота ограничена: при приближении T к T_c выходное напряжение оказывается настолько искаженным, что его не удастся использовать; на практике часто принимают $f < f_c/2$.

Амплитуда выходного напряжения может изменяться за счет изменения угла α . Кроме того, при соответствующем управлении можно существенно улучшить гармонический состав выходного напряжения, энергетические характеристики привода.

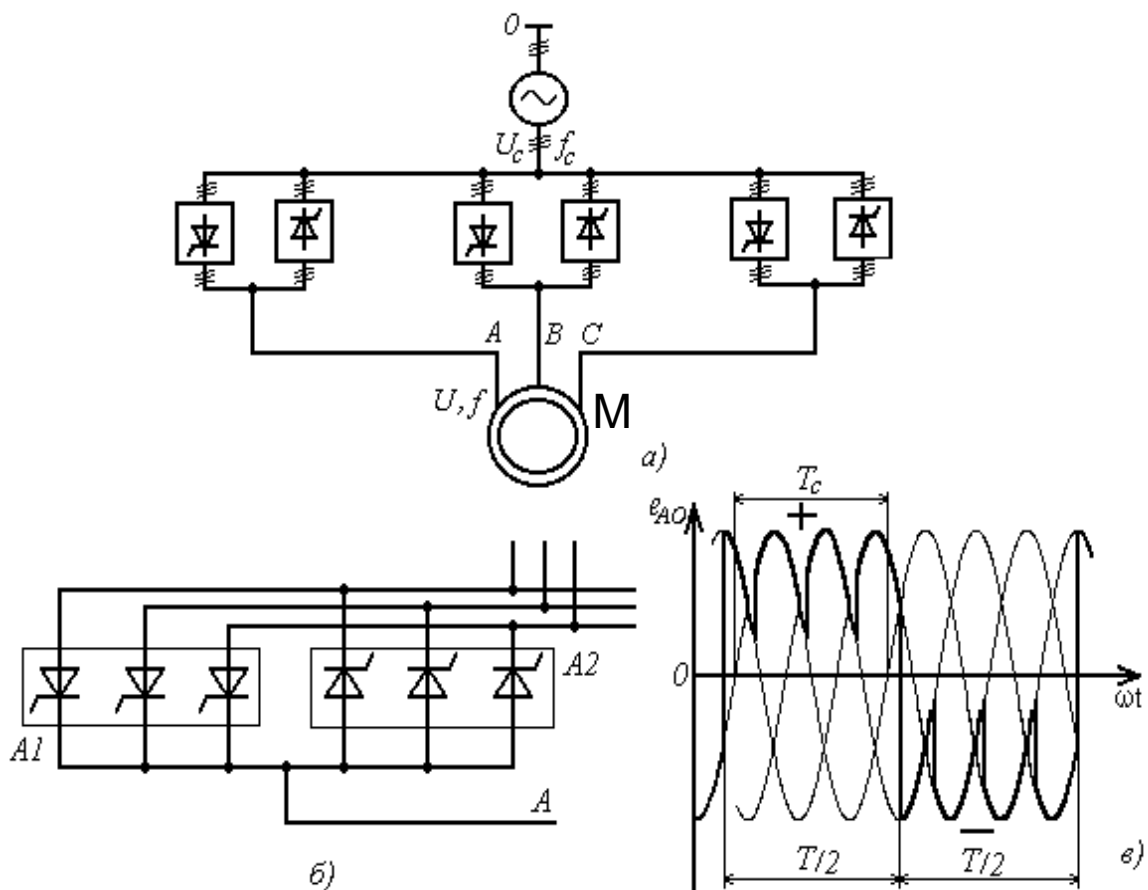


Рис. 3.12. Преобразователь частоты с непосредственной связью

Преобразователи частоты с явно выраженным звеном постоянного тока

Принципиальной особенностью рассмотренных устройств была связь с сетью переменного тока: именно эта сеть создавала условия и определяла моменты закрытия тиристоров (отрицательный потенциал анода). Вместе с тем, именно сеть ограничивала возможности регулирования преобразователя, что особенно наглядно в случае ПЧНС.

Основным классом преобразователей частоты являются преобразователи с явно выраженным звеном постоянного тока (рис. 3.13, а), в которых переменное напряжение питающей сети сначала выпрямляется обычным управляемым выпрямителем УВ, а затем преобразуется в переменное напряжение с нужным числом фаз, с регулируемой частотой посредством автономного инвертора АИ.

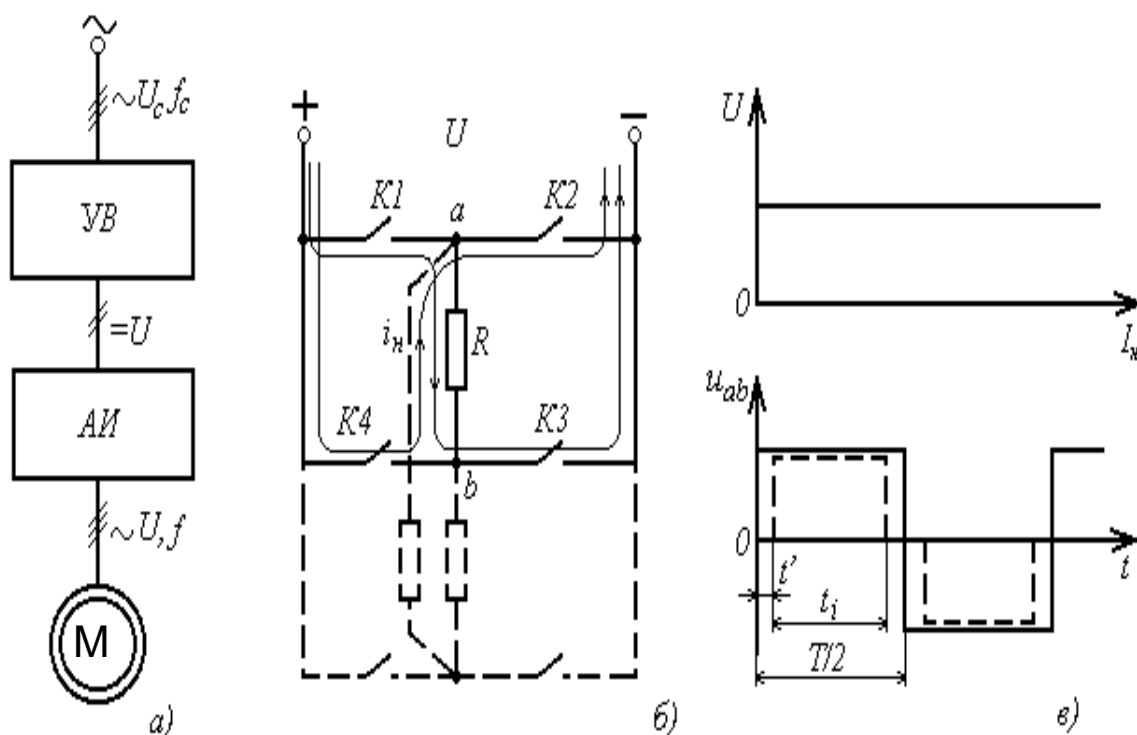


Рис. 3.13. Преобразователь частоты
с явно выраженным звеном постоянного тока

Принцип действия автономного инвертора напряжения (АИН) заключается в следующем: если переключать попарно через $T/2$ ключи $K1-K3$ и $K2-K4$, то напряжение на нагрузке будет переменным, прямоугольной формы с амплитудой U и частотой $f = 1/T$ (рис. 3.13, в); при нагрузке в виде активного сопротивления кривая тока будет повторять кривую напряжения. Нетрудно увеличить число фаз, для этого нужно

добавить пары ключей и подключить нагрузку к точкам между ними (штриховые линии на рис. 3.13, б). В трехфазном варианте схема очень похожа на мостовой выпрямитель (см. рис. 3.9, б); разница лишь в том, что источник питания и нагрузка поменялись местами.

Форму выходного напряжения и, следовательно, его гармонический состав можно менять, изменяя продолжительность включенного состояния t_i и момент включения t' пары ключей (штриховая линия на рис. 3.13, в).

В многофазном (трехфазном) варианте возможности управлять формой напряжения, изменяя продолжительность включения пары ключей, еще богаче.

Внешняя характеристика $U_{ab} = f(I_n)$ рассматриваемого простейшего инвертора при идеальных ключах — горизонтальная линия.

Процессы усложнятся, если нагрузка представляет собой цепь $R-L$. Строго говоря, схема (рис. 3.13, б) окажется неработоспособной, так как при разрыве индуктивной цепи напряжения на ключах станут бесконечно большими. Для обеспечения нормальной работы ключи шунтируют диодами, а источник питания, если его внутреннее сопротивление велико, — конденсатором (рис. 3.14, а). При этом эюры тока состоят из участков экспонент (рис. 3.14, б), напряжение и ток имеют различные форму и гармонический состав, первые гармоники сдвинуты относительно друг друга на некоторый угол.

Рассмотренные автономные инверторы называют инверторами напряжения: именно оно формируется принудительно, а ток существенно зависит от нагрузки. При использовании в качестве ключей тиристоров схема усложняется; в нее дополнительно включаются цепи, гасящие тиристоры.

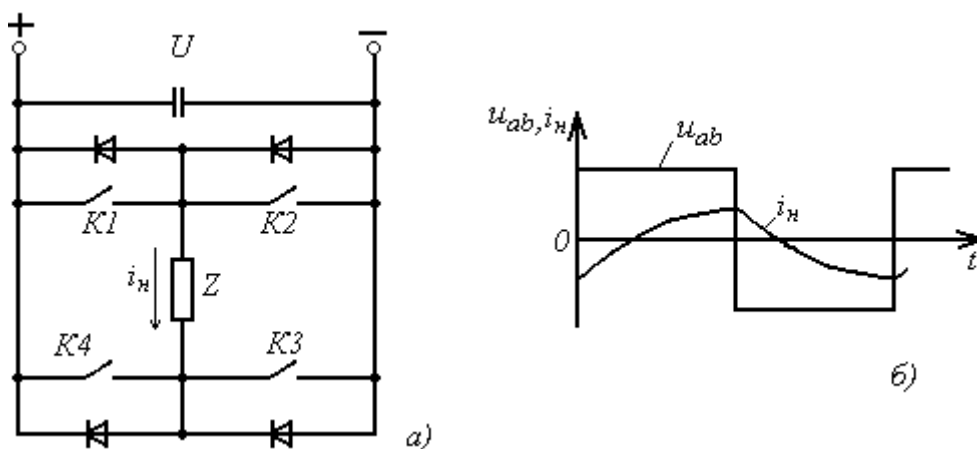


Рис. 3.14. Автономный инвертор напряжения с нагрузкой $R-L$

Автономные инверторы тока (АИТ) внешне похожи на инверторы напряжения, имеют такую же структуру (рис. 3.15, а), однако процессы в них существенно различаются.

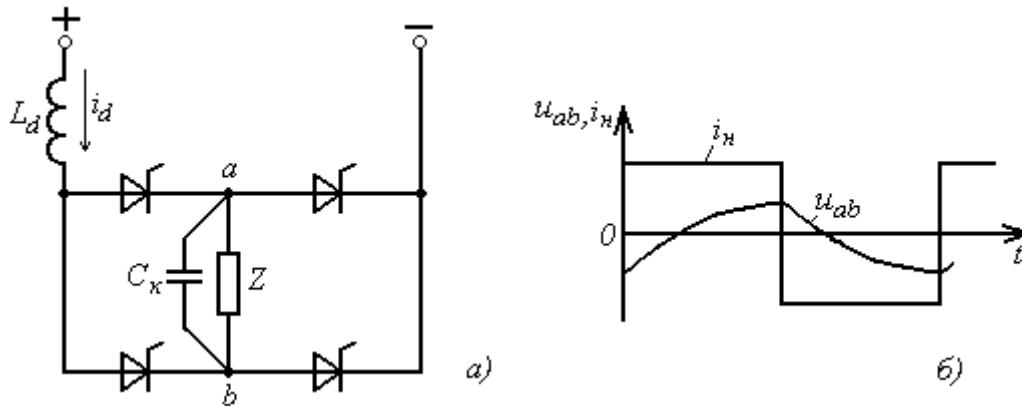


Рис. 3.15. Автономный инвертор тока

Основное различие в способе питания: на входе АИТ включен реактор L_d , индуктивность которого достаточна для поддержания тока нагрузки практически неизменным в течение полупериода выходной частоты. Таким образом, в АИТ задается мгновенное значение тока, он питается от источника тока. Напряжение — зависимая переменная. Обычно нагрузка шунтируется конденсатором C_k в целях создания условий коммутации ключей (тиристоров) и обеспечения нормальной работы при активно-индуктивной нагрузке; при этом напряжение на нагрузке изменяется по экспоненциальным зависимостям (рис. 3.15, б).

Внешняя характеристика АИТ мягкая, круто возрастающая при малых токах, поскольку конденсатор заряжается до больших напряжений; режим холостого хода недопустим из-за чрезмерных перенапряжений.

3.4. Импульсные преобразователи

Принцип действия импульсных преобразователей поясним на простейшей схеме (рис. 3.16, а). С помощью ключа K_n нагрузка — пусть это будет якорь двигателя, т. е. цепь $R-L-E$, — поочередно подключается к источнику питания E_n и отключается от него, вследствие чего напряжение к нагрузке прикладывается в виде импульсов u или, как иногда говорят, модулируется (рис. 3.16, б).

Среднее значение напряжения на нагрузке определится как

$$U_{\text{н\delta}} = \frac{E_n t_1}{T} = \delta \dot{A}_n, \quad (3.2)$$

где $\delta = t_1/T$ — скважность импульсов.

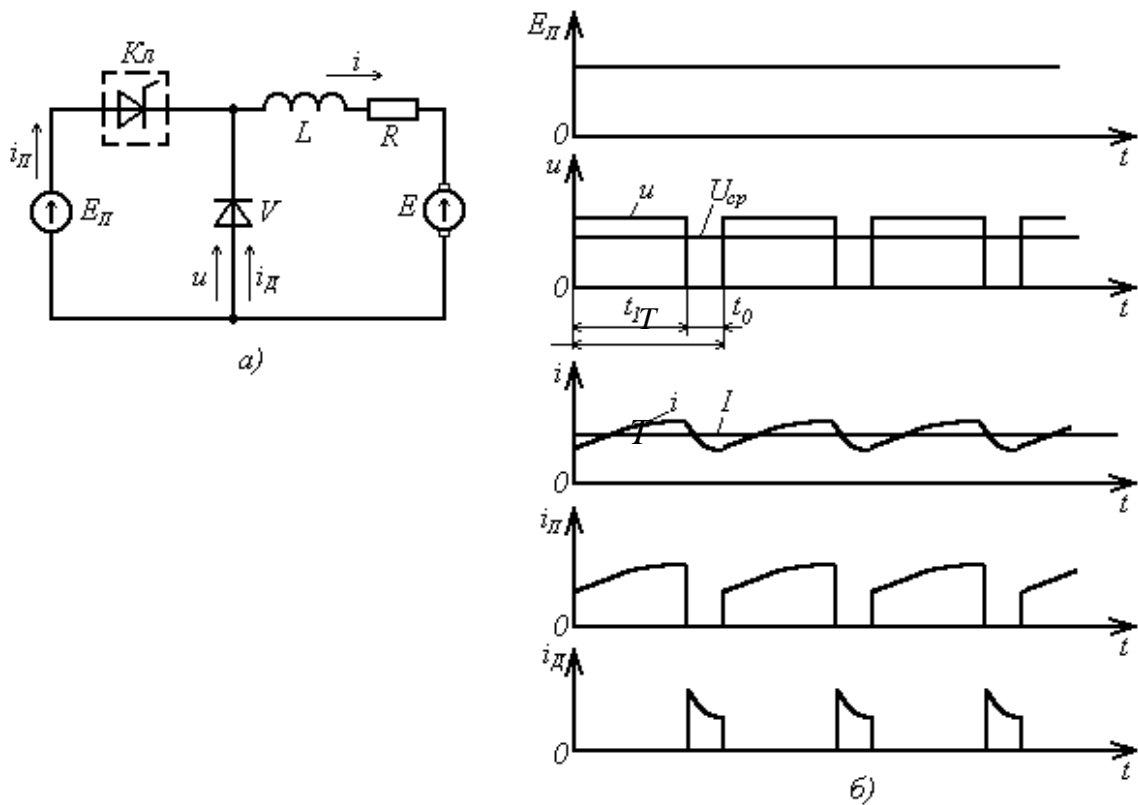


Рис. 3.16. Схема (а) и диаграммы основных величин импульсного преобразователя (б)

Нагрузка шунтирована диодом V , благодаря чему при размыкании ключа ток в нагрузке продолжает протекать за счет энергии, запасенной в индуктивности L . Ток в нагрузке изменяется по отрезкам экспонент с постоянной времени $\tau = L/R$ (рис. 3.16, б); среднее значение тока, определяющее электромагнитный момент, выразится как

$$I_{\text{н0}} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt;$$

среднеквадратичный ток, определяющий потери, найдется из выражения:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}.$$

Итак, простой импульсный преобразователь осуществляет модуляцию напряжения питания таким образом, что среднее напряжение на нагрузке может изменяться от нуля (нагрузка всегда отключена) до напряжения источника (нагрузка всегда подключена).

Различают два вида модуляции: частотную, когда время включенного (или отключенного) состояния ключа неизменно, а период T или частота $f = 1/T$ меняется, и широтную, когда T и f постоянны, а время включенного состояния (ширина импульса) меняется от $t_1/T = 0$ до $t_1/T = 1$. Предпочтителен последний вид модуляции — широтно-импульсная модуляция (ШИМ), а реализующие ее устройства широко используются не только в приводах постоянного тока, но и в приводах переменного тока [6].

Контрольные вопросы

1. Поясните назначение компонентов преобразователя переменного тока в постоянный.
2. Поясните назначение компонентов преобразователя постоянного тока в переменный.
3. Принцип действия преобразователя частоты с непосредственной связью с сетью.
4. Принцип действия преобразователя частоты со звеном постоянного тока.
5. Принцип работы автономного инвертора напряжения.
6. Принцип работы автономного инвертора тока.
7. Преимущества и недостатки нулевых схем выпрямления управляемых выпрямителей.
8. Преимущества и недостатки мостовых схем выпрямления управляемых выпрямителей.
9. Способы снижения пульсаций выпрямленного напряжения в управляемых выпрямителях.
10. Принцип действия импульсных преобразователей.
11. Поясните принцип широтно-импульсной модуляции напряжения.
12. Поясните принцип частотно-импульсной модуляции напряжения.

4. ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

4.1. Принцип действия двигателя независимого возбуждения

Как известно из курса электрических машин, двигатели постоянного тока (ДПТ) по принципу возбуждения разделяются на двигатели независимого, параллельного, последовательного и смешанного возбуждения. Наибольшее распространение в электроприводах постоянного тока получили двигатели независимого возбуждения (электрическая схема представлена на рис. 4.1), как имеющие простую конструкцию и широкие регулировочные возможности. Двигатели последовательного возбуждения широко применяются как тяговые в транспортных и металлургических электроприводах. Двигатели смешанного возбуждения применяются редко, лишь в специальных электроприводах.

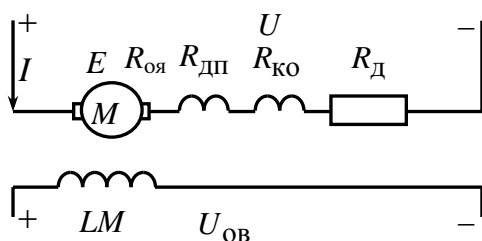


Рис. 4.1. Схема двигателя постоянного тока независимого возбуждения

Приведенная схема двигателя постоянного тока независимого возбуждения содержит дополнительные полюса с активным сопротивлением $R_{дп}$ и компенсационную обмотку с активным сопротивлением $R_{ко}$. Двигатели постоянного тока выполняют с дополнительными полюсами с целью улучшения процессов коммутации. Компенсационная обмотка в машинах постоянного тока обеспечивает компенсацию поперечной составляющей реакции якоря.

Дополнительные обозначения, принятые на рис. 4.1: M — обмотка якоря двигателя; LM — обмотка возбуждения; U — напряжение обмотки якоря, В; I — ток обмотки якоря, А; E — ЭДС обмотки якоря, В; $R_{оя}$ — активное сопротивление обмотки якоря, Ом; $R_{д}$ — добавочное сопро-

тивление цепи обмотки якоря, Ом; $U_{\text{ов}}$ — напряжение обмотки возбуждения, В.

Рассмотрим подробно принцип действия и способы регулирования скорости в электроприводе с двигателем постоянного тока независимого возбуждения. Если принять допущения, что потери в магнитной цепи отсутствуют, магнитный поток прямо пропорционален току возбуждения $i_{\text{в}}$, а щетки расположены на геометрической нейтрали, то взаимодействие тока якоря $i_{\text{я}}$ с магнитным полем приводит к возникновению в соответствии с законом Ампера электромагнитных сил, действующих на проводники обмотки якоря и, следовательно, электромагнитного момента

$$M = \hat{E} \hat{\Omega} i_{\text{я}}, \quad (4.1)$$

где $\hat{E} = \frac{P_{\text{п}} N}{2\pi a}$ — конструктивный коэффициент ДПТ, учитывающий число пар полюсов $P_{\text{п}}$, число витков N , параллельных ветвей a обмотки якоря. В движущихся в магнитном поле с угловой скоростью ω проводниках обмотки якоря по закону Фарадея наводится ЭДС вращения

$$E = \hat{E} \hat{\Omega} \omega. \quad (4.2)$$

Тогда система уравнений по второму закону Кирхгофа для обмоток якоря и возбуждения, а также для момента запишется

$$\begin{cases} U_{\hat{a}} = i_{\hat{a}} R_{\hat{a}} + (L_{\hat{a}} di_{\hat{a}}) / dt; \\ U_{\hat{y}} = i_{\hat{y}} R_{\hat{y}} + (L_{\hat{y}} di_{\hat{y}}) / dt + \hat{E} \hat{\Omega} \omega; \\ M = \hat{E} \hat{\Omega} i_{\hat{y}}. \end{cases} \quad (4.3)$$

При постоянном магнитном потоке машины ток якоря

$$i_{\hat{y}} = \frac{\dot{I}}{\hat{E} \hat{\Omega}}.$$

Напряжение $U_{\text{я}}$ определяется:

$$U_{\hat{y}} = \frac{\dot{I}}{\hat{E} \hat{\Omega}} R_{\hat{y}} + \frac{L_{\hat{y}}}{\hat{E} \hat{\Omega}} \frac{dM}{dt} + \hat{E} \hat{\Omega} \omega,$$

откуда уравнение механической характеристики ДПТ независимого возбуждения в динамике:

$$\omega = \frac{U_{\hat{y}}}{\hat{E} \hat{\Omega}} - \frac{R_{\hat{y}}}{\hat{E}^2 \hat{\Omega}^2} \dot{I} - \frac{L_{\hat{y}}}{\hat{E}^2 \hat{\Omega}^2} \frac{dM}{dt}. \quad (4.4)$$

Уравнение электромеханической характеристики ДПТ независимого возбуждения в динамическом режиме

$$\omega = \frac{U_{\dot{\Psi}}}{\hat{E}\hat{\Omega}} - \frac{R_{\dot{\Psi}}}{\hat{E}\hat{\Omega}} i_{\dot{\Psi}} - \frac{L_{\dot{\Psi}}}{\hat{E}\hat{\Omega}} \frac{di_{\dot{\Psi}}}{dt}. \quad (4.5)$$

При постоянном токе $I_{\dot{\Psi}}$ и потоке Φ $\left(\frac{dM}{dt} = \frac{di_{\dot{\Psi}}}{dt} = 0 \right)$ уравнения для ДПТ независимого возбуждения примут вид

$$\omega = \frac{U_{\dot{\Psi}}}{\hat{E}\hat{\Omega}} - \frac{R_{\dot{\Psi}}}{\hat{E}\hat{\Omega}} I, \quad (4.6)$$

$$\omega = \frac{U_{\dot{\Psi}}}{\hat{E}\hat{\Omega}} - \frac{R_{\dot{\Psi}}}{\hat{E}^2\hat{\Omega}^2} M. \quad (4.7)$$

Уравнения описывают статические электромеханическую и механическую характеристики, которые линейны и характеризуются двумя точками:

- 1) при $I_{\dot{\Psi}} = 0$, $M = 0$; $\omega_0 = U_{\dot{\Psi}}/K\Phi$;
- 2) при $I_{\dot{\Psi}} = I_{\text{кз}}$, когда $\omega = 0$; $I_{\text{кз}} = U_{\dot{\Psi}}/R_{\dot{\Psi}}$,

$$M_{\text{эс}} = \hat{E}\hat{\Omega} \frac{U_{\dot{\Psi}}}{R_{\dot{\Psi}}} = \hat{E}\hat{\Omega} I_{\text{эс}}.$$

На рис. 4.2 представлены электромеханическая и механическая характеристики ДПТ независимого возбуждения.

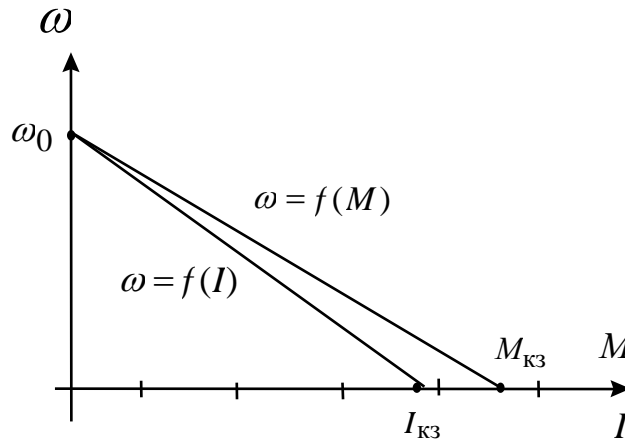


Рис. 4.2

Если продифференцировать уравнение

$$M = \hat{E}\hat{\Omega} \frac{U_{\dot{\Psi}}}{R_{\dot{\Psi}}} - \frac{\hat{E}^2\hat{\Omega}^2}{R_{\dot{\Psi}\varepsilon}} \omega,$$

получим

$$\frac{dM}{d\omega} = \beta = \frac{\hat{E}^2 \hat{O}^2}{R_{\dot{y}}}, \quad (4.8)$$

где β — статическая жесткость механических характеристик.

Тогда уравнения статической механической характеристики можно записать в виде

$$M = \beta(\omega_0 - \omega), \quad (4.9)$$

$$\omega = \omega_0 - \frac{M}{\beta}, \quad (4.10)$$

$$M = M_{\hat{e}\hat{\varsigma}} - \beta\omega, \quad (4.11)$$

а статической электромеханической характеристики:

$$\omega = \omega_0 - \frac{R_{\dot{y}}}{\hat{E}\hat{O}} I_{\dot{y}}, \quad (4.12)$$

$$I_{\dot{y}} = I_{\hat{e}\hat{\varsigma}} - \frac{\hat{E}\hat{O}}{R_{\dot{y}}} \omega. \quad (4.13)$$

Вернемся снова к уравнению механической характеристики ДПТ независимого возбуждения в динамике (4.4) и, учитывая, что

$$\omega_0 = \frac{U_{\dot{y}}}{\hat{E}\hat{O}}, \quad \beta_{\text{н}\hat{o}} = \frac{\hat{E}^2 \hat{O}^2}{R_{\dot{y}}}, \quad T_{\dot{y}} = \frac{L_{\dot{y}}}{R_{\dot{y}}},$$

где $T_{\dot{y}}$ — электромагнитная постоянная времени якорной цепи, получим структурную схему двигателя постоянного тока независимого возбуждения [13], рис. 4.3.

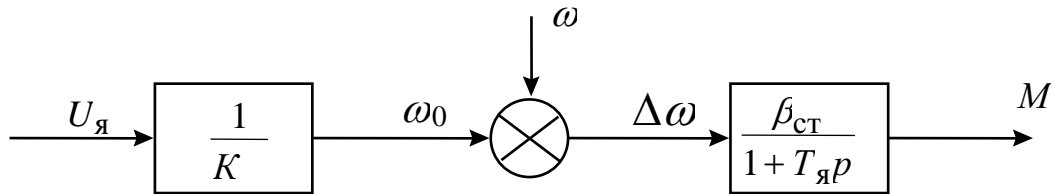


Рис. 4.3

Тогда динамическая жесткость равна

$$\beta_{\text{д}\hat{\text{н}}\hat{o}}(p) = \frac{M(p)}{\omega(p)} = -\frac{\beta_{\text{н}\hat{o}}}{(1 + T_{\dot{y}} p)}. \quad (4.14)$$

Динамическая жесткость характеризует ДПТ в динамике, отличается от $\beta_{\text{ст}}$, следовательно, статические и динамические характеристики ДПТ различаются.

4.2. Режимы работы ДПТ независимого возбуждения

На рис. 4.4 представлена схема включения ДПТ независимого возбуждения, в цепь якоря которого включено добавочное сопротивление (резистор) R_d , а для изменения тока возбуждения служит сопротивление R_b . Полное сопротивление цепи якоря

$$R = R_y + R_d,$$

где $R_y = r_{оя} + r_{к.о} + r_{д.п} + r_{щ}$; $r_{оя}$ – сопротивление обмотки якоря; $r_{д.п}$ – сопротивление обмотки дополнительных полюсов; $r_{к.о}$ – сопротивление компенсационной обмотки; $r_{щ}$ – переходное сопротивление щеточного контакта.

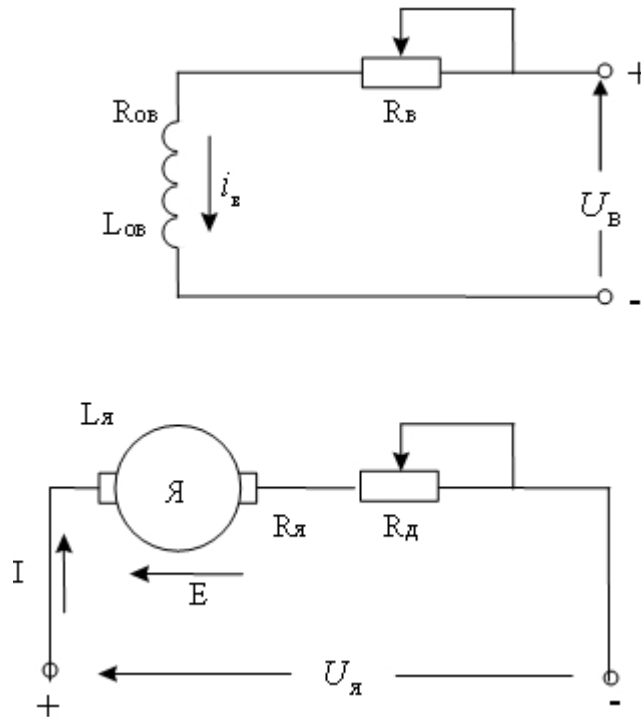


Рис. 4.4. Схема включения ДПТ НВ

Уравнения механической и электромеханической характеристик

$$\omega = \frac{U}{\hat{E}\hat{O}} - \frac{MR}{(\hat{E}\hat{O})^2} = \omega_0 - \Delta\omega, \quad (4.15)$$

$$\omega = \frac{U}{\hat{E}\hat{O}} - \frac{IR}{\hat{E}\hat{O}} = \omega_0 - \Delta\omega \quad (4.16)$$

выведены при следующих допущениях: реакция якоря не учитывается, а момент на валу равен электромагнитному моменту.

На рис. 4.5 представлены электромеханическая и механическая характеристики ДПТ независимого возбуждения при различной полярности питающего напряжения и его отсутствии $U = 0$ при неизменном токе возбуждения ($\Phi = \text{const}$).

В этом случае при определенном масштабе механическая и электромеханическая характеристики совпадают.

Анализ уравнения (4.15) и (4.16) позволяет указать способы регулирования координат (ω , I , M , φ) электропривода:

- а) изменением сопротивления R_d в цепи якоря;
- б) изменением тока возбуждения и, как следствие, магнитного потока Φ ;
- в) изменением величины подводимого к якорю напряжения.

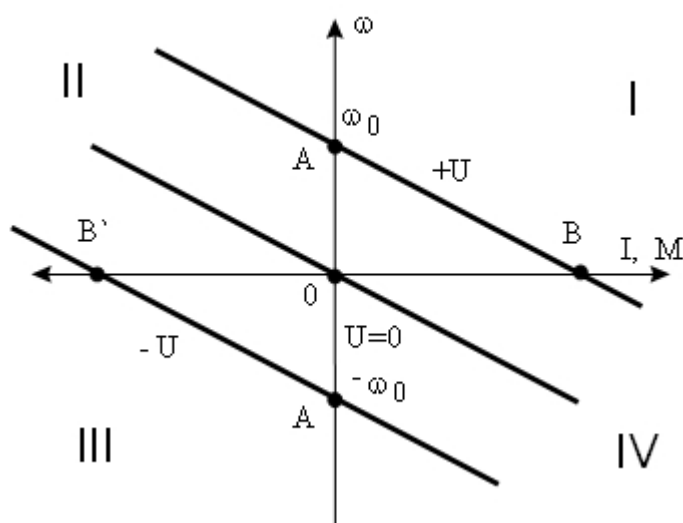


Рис. 4.5. Представлены электромеханическая и механическая характеристики ДПТ НВ

Подробно данные способы, а также их производные будут рассмотрены позднее.

Рассмотрим режимы работы ДПТ независимого возбуждения на различных участках его характеристик.

1. Режим холостого хода ДПТ. Точка A или A' при различной полярности приложенного к якорю напряжения характеризуется следующими параметрами: $i = 0$, $M = 0$, $\omega = \pm\omega_0$. Двигатель не получает электрической энергии из сети, за исключением потерь на возбуждение и на трение, и не отдает механической энергии.

2. Двигательный режим имеет место на участке AB (вращение вперед), или $A'B'$ (вращение назад), где скорость ω и момент M совпадают по направлению. В этом режиме $|U| > |E|$; $0 < \omega < \omega_0$; ток якоря I совпадает по направлению с U и направлен против ЭДС E , электрическая

энергия поступает из сети, а механическая отдается с вала двигателя рабочей машине.

3. Режим короткого замыкания ДПТ. Точка B или B' на характеристиках (рис. 4.5) имеет следующие параметры: $\omega = 0$; $E = 0$; $I = I_{\text{кз}} = U/R$. Электрическая энергия, потребляемая из сети, рассеивается в виде тепла на сопротивлениях в цепи якоря. Механическая энергия не отдается рабочей машине.

4. Генераторный режим работы ДПТ параллельно с сетью, который называется режимом рекуперативного торможения, имеет место во втором и четвертом квадрантах механических характеристик. В этом случае скорость ω больше скорости холостого хода ω_0 как для вращения вперед, так и назад. ЭДС E становится больше приложенного к якору напряжения, I и M изменяют свое направление на противоположное. Двигатель получает механическую энергию от рабочей машины и отдает (рекуперирует) ее в сеть в виде электрической энергии, выработанной генератором.

5. Генераторный режим последовательно с сетью, который называется режимом торможения противовключением, имеет место при $\omega < 0$ (участок BC или $B'C'$). В этом режиме ЭДС E совпадает по направлению с напряжением и ДПТ оказывается включенным последовательно с сетью, I совпадает по направлению с E и U и определяется

$$I = \frac{U + E}{R}.$$

Электрическая энергия поступает из сети, а также вырабатывается работающим в режиме генератора ДПТ и рассеивается в виде тепла в сопротивлениях якорной цепи. Данный режим является наиболее тяжелым, так как по цепи якоря ДПТ протекает большой ток.

6. Режим генератора независимо от сети, который называется режимом динамического торможения, имеет место, когда якорная цепь отключена от сети ($U = 0$) и замкнута накоротко или на добавочное сопротивление. Ток якоря I протекает под действием ЭДС E и совпадает по направлению. Электрическая энергия вырабатывается за счет преобразования механической энергии, поступающей от вала, связанного с рабочей машиной, и рассеивается, преобразуясь в тепловую в сопротивлениях якорной цепи. На характеристиках данный режим характеризуется прямой, проходящей через начало координат.

При пуске ДПТ пусковой ток превышает номинальный в 10–50 раз, так как при работе на естественной характеристике в момент пуска ДПТ

$\omega = 0; E = 0$, тогда $I = U/R = I_{кз}$.

Ограничение $I_{кз}$ до допустимого $I_{доп} = (2-2,5)I_n$ осуществляется введением добавочных пусковых резисторов R_d (пусковые реостаты). Величина R_d определяется

$$R_{д} = \frac{U}{I_{доп}} - R_y. \quad (4.17)$$

На рис. 4.6 представлены естественная характеристика ДПТ независимого возбуждения (1) и искусственная (2), полученная при включении R_d . При пуске по мере увеличения скорости увеличивается E и снижается ток якоря по характеристике (2). При достижении тока $I_2 = (1,1-1,2)I_n$ происходит переключение на естественную характеристику (1).

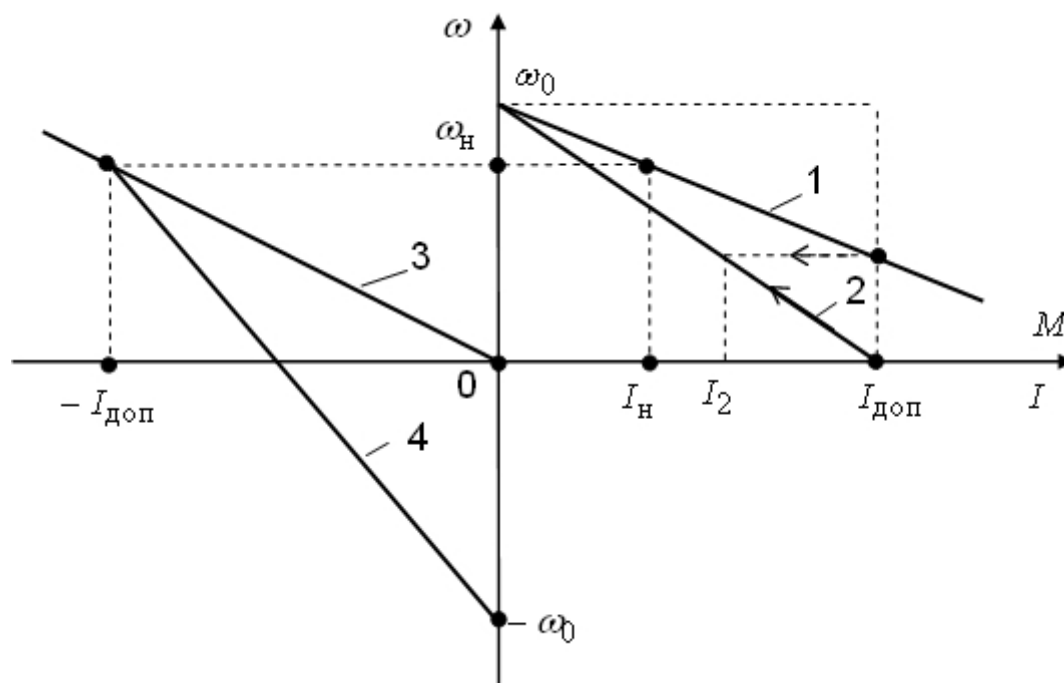


Рис. 4.6. Характеристика ДПТ независимого возбуждения (1) искусственная (2), полученная при включении R_d

При динамическом торможении, когда цепь якоря ДПТ отключена от сети и замкнута на добавочное сопротивление $R_{д2}$, процесс торможения протекает по характеристике (3) до останова двигателя. Величина $R_{д2}$ определяется

$$R_{д2} = \frac{E}{I_{доп}} - R_y \approx \frac{U}{I_{доп}} - R_y, \quad (4.18)$$

так как при ω_n , близком к ω_0 , величина ЭДС E близка напряжению.

При реверсе двигателя или торможении противовключением осуществляется изменение полярности напряжения на якоре с одновременным включением в цепь якоря резистора $R_{д3}$. Двигатель переходит на характеристику (4). Величина $R_{д3}$ определяется

$$R_{д3} = \frac{U + E}{I_{\text{ан}}} - R_{\text{я}} \approx \frac{2U}{I_{\text{ан}}} - R_{\text{я}}. \quad (4.19)$$

4.3. Расчет регулировочных (добавочных) сопротивлений резисторов

Расчет $R_{д}$ при пуске, регулировании скорости и торможении ДПТ может производиться следующими методами [5]:

1. По допустимому току якоря, как показано в п. 4.2.
2. Методом отрезков.
3. Методом пропорций.

Для расчета $R_{д}$ должны быть заданы технические данные двигателя, естественные и искусственные электромеханические или механические характеристики. Из уравнения электромеханической характеристики имеем

$$\omega_e = \frac{U_i}{\hat{E}\hat{O}_i} - \frac{I_i R}{\hat{E}\hat{O}_i} = \frac{U_i}{\hat{E}\hat{O}_i} \left(1 - \frac{I_i R}{U_i} \right), \quad (4.20)$$

где $R = R_{\text{я}} + R_{д}$; $\omega_0 = U_n / K\Phi_n$; $R_{д} = R - R_{\text{я}}$,

тогда

$$\omega_i = \omega_0 \left(1 - \frac{R}{R_i} \right) \quad (4.21)$$

или
$$\frac{R}{R_i} = \frac{\omega_0 - \omega_i}{\omega_0} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \delta, \quad R_{д} = R - R_{\text{я}},$$

где δ — относительный перепад скорости.

Следовательно, относительный перепад скорости будет определять величину относительного сопротивления цепи якоря $(R_{\text{я}} + R_{д})/R_{\text{н}}$, откуда находится $R_{д}$.

Допустим, заданы естественная и искусственная характеристики ДПТ независимого возбуждения (рис. 4.7).

На механических (электромеханических) характеристиках ДПТ отрезки ab , ac , ad соответствуют перепадам скорости $\Delta\omega$. Отрезок ab со-

Величина $R_{\dot{y}}$ находится по эмпирической формуле

$$R_{\dot{y}} \approx 0,5 R_1 (1 - \eta_k). \quad (4.23)$$

Указанные методы используются и при расчете сопротивлений пускового реостата. В этом случае необходимо построить пусковую диаграмму, определив количество ступеней переключения:

$$m = \lg \left(\frac{I_2}{I_{\text{доп}}} \right) / \left(\frac{R_{\dot{y}} I_{\text{доп}}}{U_1} \right),$$

выполнив следующие условия: $I_{\text{доп}}$ не должен превышать $(2 \div 2,5) I_{\text{н}}$; ток переключения $I_2 = (1,1 \div 1,2) I_{\text{н}}$; при выключении ступеней сопротивлений бросок тока не должен превышать $I_{\text{доп}}$. На рис. 4.8 представлена пусковая диаграмма ДПТ независимого возбуждения при пуске в три ступени ускорения.

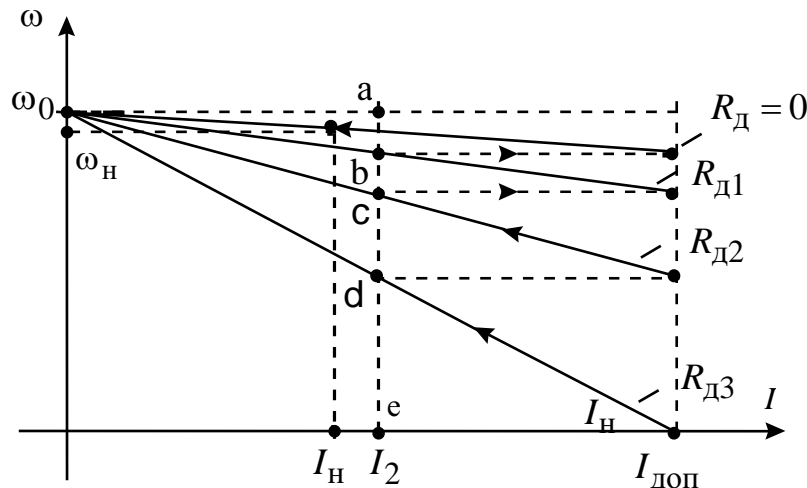


Рис. 4.8. Пуск ДПТ НВ в три ступени ускорения

4.4. Регулирование скорости ДПТ независимого возбуждения изменением магнитного потока

Данным способом возможно регулирование скорости только вверх от основной, ослаблением магнитного потока, так как номинальный ток возбуждения рассчитан на оптимальный тепловой режим, а магнитная система ДПТ при $i_{\text{вн}}$ ($\Phi_{\text{н}}$) близка к насыщению.

Из уравнения электромеханической характеристики

$$\omega = \frac{U}{\hat{E}\hat{O}} - I \frac{R}{\hat{E}\hat{O}}$$

следует, что при ослаблении магнитного потока увеличивается как скорость холостого хода ω_0 , так и наклон характеристик (рис. 4.9). Так как $I_{кз}$ не зависит от потока Φ , электромеханические характеристики, полученные при различных значениях потока ($\Phi_2 < \Phi_1 < \Phi_n$), сходятся в одной точке. Момент $M_{кз}$ в режиме короткого замыкания ДПТ изменяется при изменении потока

$$M_{\hat{\epsilon}} = \hat{E} \hat{O} I_{\hat{\epsilon}}.$$

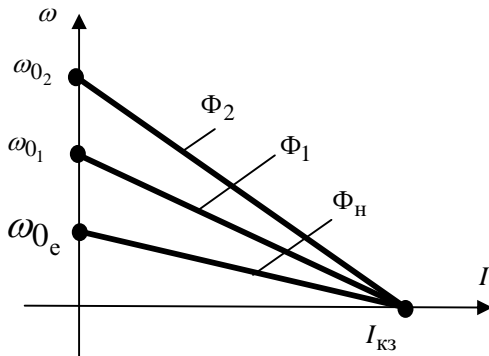


Рис. 4.9. Электромеханическая характеристика при ослаблении магнитного потока

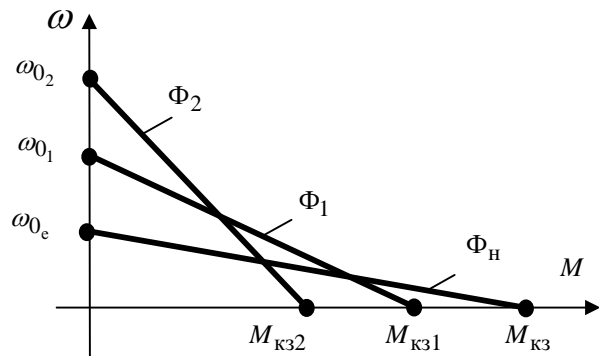


Рис. 4.10. Механическая характеристика при ослаблении магнитного потока

Семейство механических характеристик ДПТ независимого возбуждения при ослаблении потока от $\Phi_n > \Phi_1 > \Phi_2$ представлено на рис. 4.10.

Из рис. 4.10 видно, что при ослаблении потока при работе на искусственных характеристиках допустимая нагрузка (момент) снижается. Действительно

$$M_{\hat{\text{аи}}} = \hat{E} \hat{O}_{\hat{\text{аи}}} I ; M_{\hat{\text{аи}}} < M .$$

Магнитный поток на искусственной механической характеристике определяется из соотношений:

$$\begin{aligned} E_{\hat{\text{аи}}} &= \hat{E} \hat{O}_{\hat{\text{аи}}} \omega_{\hat{\text{аи}}} = U_{\hat{\text{аи}}} - I_{\hat{\text{аи}}} R_{\hat{\text{аи}}} , \\ E_{\hat{\text{е}}} &= \hat{E} \hat{O}_{\hat{\text{е}}} \omega_{\hat{\text{е}}} = U_{\hat{\text{е}}} - I_{\hat{\text{е}}} R_{\hat{\text{е}}} , \end{aligned}$$

откуда

$$\hat{O}_{\hat{\text{е}}} = \hat{O}_{\hat{\text{аи}}} \frac{\omega_{\hat{\text{аи}}}}{\omega_{\hat{\text{е}}}}.$$

Полезная мощность на валу ДПТ

$$P_{\hat{\text{аи}}} = M_{\hat{\text{аи}}} \omega_{\hat{\text{аи}}} = M_{\hat{\text{аи}}} \omega_{\hat{\text{е}}} = \text{const.}$$

Следовательно, регулирование скорости данным способом осуществляется при постоянной мощности.

4.5. Регулирование координат ДПТ независимого возбуждения изменением подводимого к якору напряжения

Плавное изменение подводимого к якору ДПТ напряжения осуществляется преобразователем, имеющим внутреннее сопротивление R_{Π} и коэффициент усиления K_{Π} , путем изменения управляющего сигнала U_y (рис. 4.11).

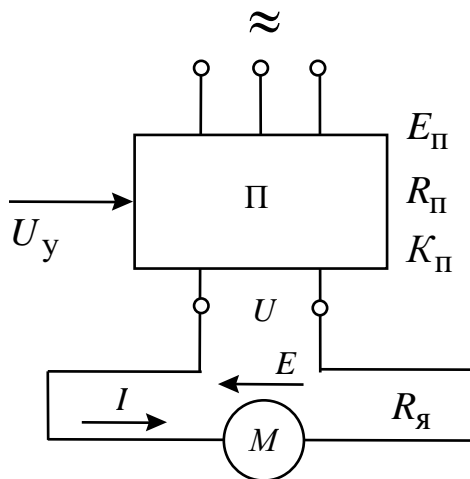


Рис. 4.11

Регулируемое напряжение на выходе преобразователя $U = E_{\Pi} - IR_{\Pi}$ и коэффициент усиления $K_{\Pi} = E_{\Pi}/U_y$ подставим в уравнения характеристик ДПТ независимого возбуждения. Получим уравнения характеристик в виде

$$\omega = \frac{\hat{E}_i U_0}{\hat{E} \hat{O}} - I \frac{R_{\dot{y}} + R_i}{K \hat{O}} = \omega_0 - \Delta\omega;$$

$$\omega = \frac{\hat{E}_i U_0}{\hat{E} \hat{O}} - M \frac{R_{\dot{y}} + R_i}{(\hat{E} \hat{O})^2} = \omega_0 - \Delta\omega. \quad (4.24)$$

Электрохимические и механические характеристики ДПТ независимого возбуждения при питании от преобразователя имеют больший наклон по сравнению с естественной за счет влияния внутреннего сопротивления преобразователя R_{Π} . На рис. 4.12 представлены естественная и семейство искусственных характеристик ДПТ независимого возбуждения при регулировании величины и полярности приложенного к якору напряжения.

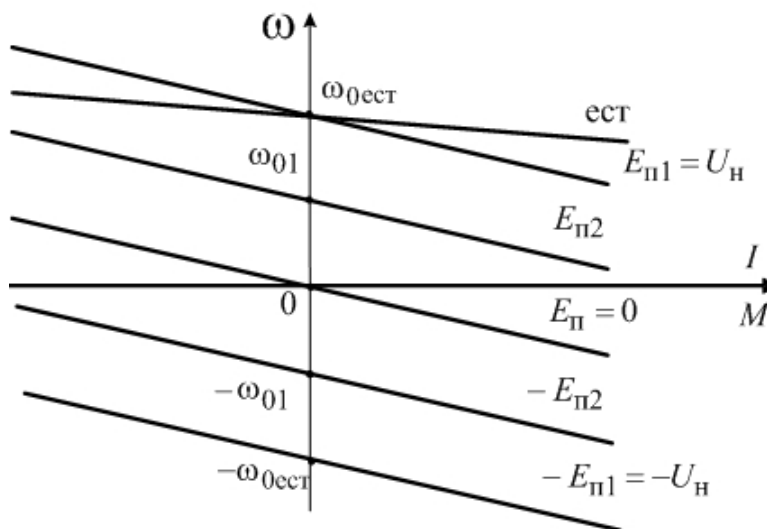


Рис. 4.12. Электро-механические и механические характеристики ДПТ независимого возбуждения при питании от преобразователя

При $E_n = 0$ ДПТ работает в режиме динамического торможения. В качестве преобразователей используются электромашинные, в которых источником регулируемого напряжения является генератор постоянного тока, образующий вместе с ДПТ систему «генератор — двигатель» (Г—Д). Схема силовых цепей системы генератор — двигатель приведена на рис. 4.13. В системе «генератор — двигатель» двигатель M получает питание по цепи обмотки якоря от отдельного генератора G . Генератор G вращается синхронным $M1$ или асинхронным двигателем. В случае применения синхронного двигателя в качестве приводного двигателя (гонника) он, как правило, работает с опережающим $\cos\varphi$, что позволяет компенсировать реактивную мощность предприятия.

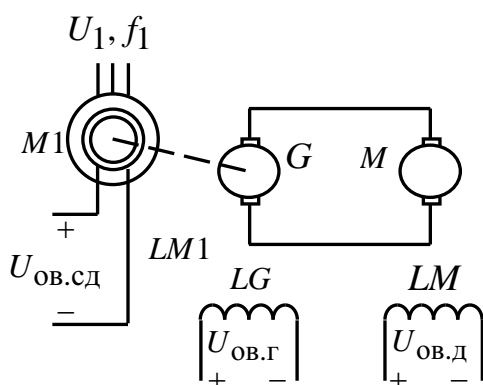


Рис. 4.13. Схема силовых цепей системы «генератор — двигатель»

Преимущества системы Г—Д — большой диапазон и высокая плавность регулирования, жесткость и линейность характеристик, возможность обеспечить любые режимы работы ДПТ.

К недостаткам системы Г—Д можно отнести большие установленную мощность и габариты, повышенные шум, инерционность и эксплуатационные затраты.

При использовании в качестве преобразователя полупроводниковых получается система «тиристорный преобразователь — двигатель» (ТП—Д), схема которой представлена на рис. 4.14.

Управляемые полупроводниковые преобразователи, как правило, тиристорные или на меньшую мощность транзисторные, могут быть однофазные или трехфазные, реверсивные или нереверсивные, собранные по нулевой или мостовой схемам [8]. На рис. 4.14 представлен однофазный двухполупериодный нереверсивный тиристорный выпрямитель, собранный по нулевой схеме. Тиристорный преобразователь имеет трансформатор (ТР) с двумя вторичными обмотками, два тиристора $VS1$ и $VS2$, сглаживающий реактор L и систему импульсно-фазового управления (СИФУ).

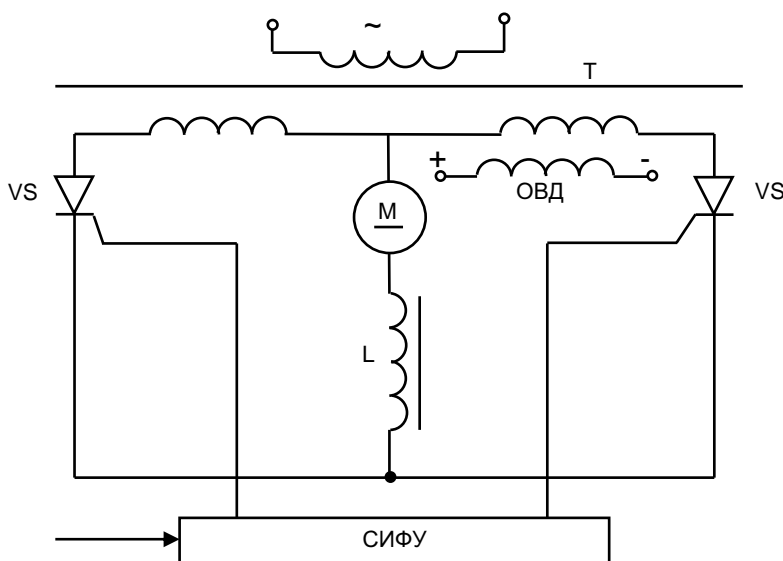


Рис. 4.14. Схема однофазного двухполупериодного неперевосимого тиристорного выпрямителя

Регулирование напряжения U на ДПТ обеспечивается за счет изменения среднего значения ЭДС преобразователя E_n путем изменения угла управления тиристоров α относительно момента их естественного открытия, когда потенциал анода становится выше потенциала катода.

Если $\alpha = 0$, тиристоры получают импульсы управления от СИФУ в момент их естественного открытия, преобразователь осуществляет двухполупериодное выпрямление и к ДПТ прикладывается полное напряжение.

Если подать от СИФУ импульс управления со сдвигом на угол $\alpha \neq 0$, то ЭДС E_n снизится и среднее напряжение будет ниже:

$$E_i = \frac{E_{\max} m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha = E_{n\delta_0} \cos \alpha,$$

где E_{cp0} — ЭДС преобразователя при $\alpha = 0$.

Следовательно, E_n и ток I пульсирующие. Для уменьшения пульсаций применяют сглаживающий реактор L . Многофазные схемы выпрямления также снижают пульсации. При питании ДПТ независимого возбуждения от тиристорного преобразователя уравнения электро-механической и механической характеристик имеют вид

$$\omega_0 = E_{n\delta_0} \frac{\cos \alpha}{\hat{e}\hat{\omega}};$$

$$\omega = E_{n\delta_0} \cos \alpha / \hat{E}\hat{\omega} - I(R_i + R_r) / \hat{E}\hat{\omega}, \quad (4.25)$$

$$\omega = E_{n\delta_0} \cos \alpha / \hat{E}\hat{\omega} - M(R_i + R_r) / (\hat{E}\hat{\omega})^2, \quad (4.26)$$

где $R_{\pi} = X_r(m/2\pi) + R_r + R_L$; X_r , R_r – приведенные ко вторичной обмотке индуктивное и активное сопротивления обмотки трансформатора; R_L – активное сопротивление сглаживающего реактора.

На рис. 4.15 представлены электромеханические и механические характеристики ДПТ независимого возбуждения при изменении угла управления α от 0 до 180° .

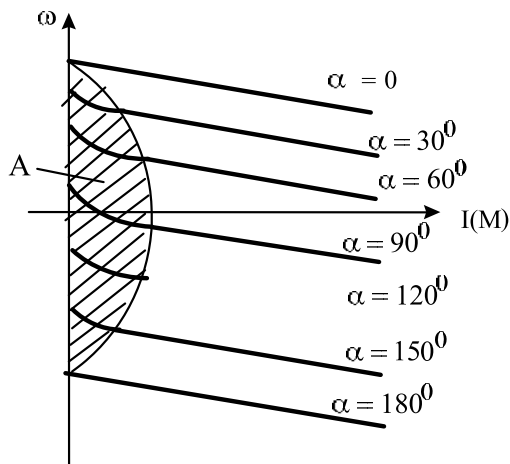


Рис. 4.15. Характеристики ДПТ независимого возбуждения при изменении угла управления силовыми вентилями

Естественные характеристики ДПТ полученные при изменении направления вращения при α равном 0 и 180° , линейны. При других углах управления при малых нагрузках линейность характеристик нарушается и возникает область прерывистых токов (А).

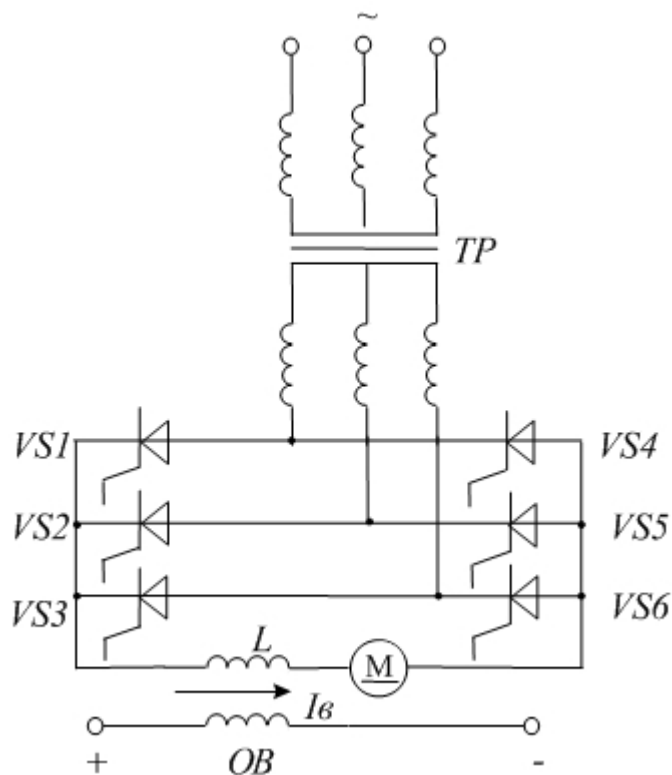


Рис. 4.16. Схема электропривода с мостовым нереверсивным тиристорным преобразователем

При $\alpha = 90^\circ$; $E_n = 0$ ДПТ работает в режиме динамического торможения.

Если тиристорный преобразователь имеет мостовую схему, пульсации значительно ниже.

Схема электропривода с мостовым нереверсивным тиристорным преобразователем представлена на рис. 4.16.

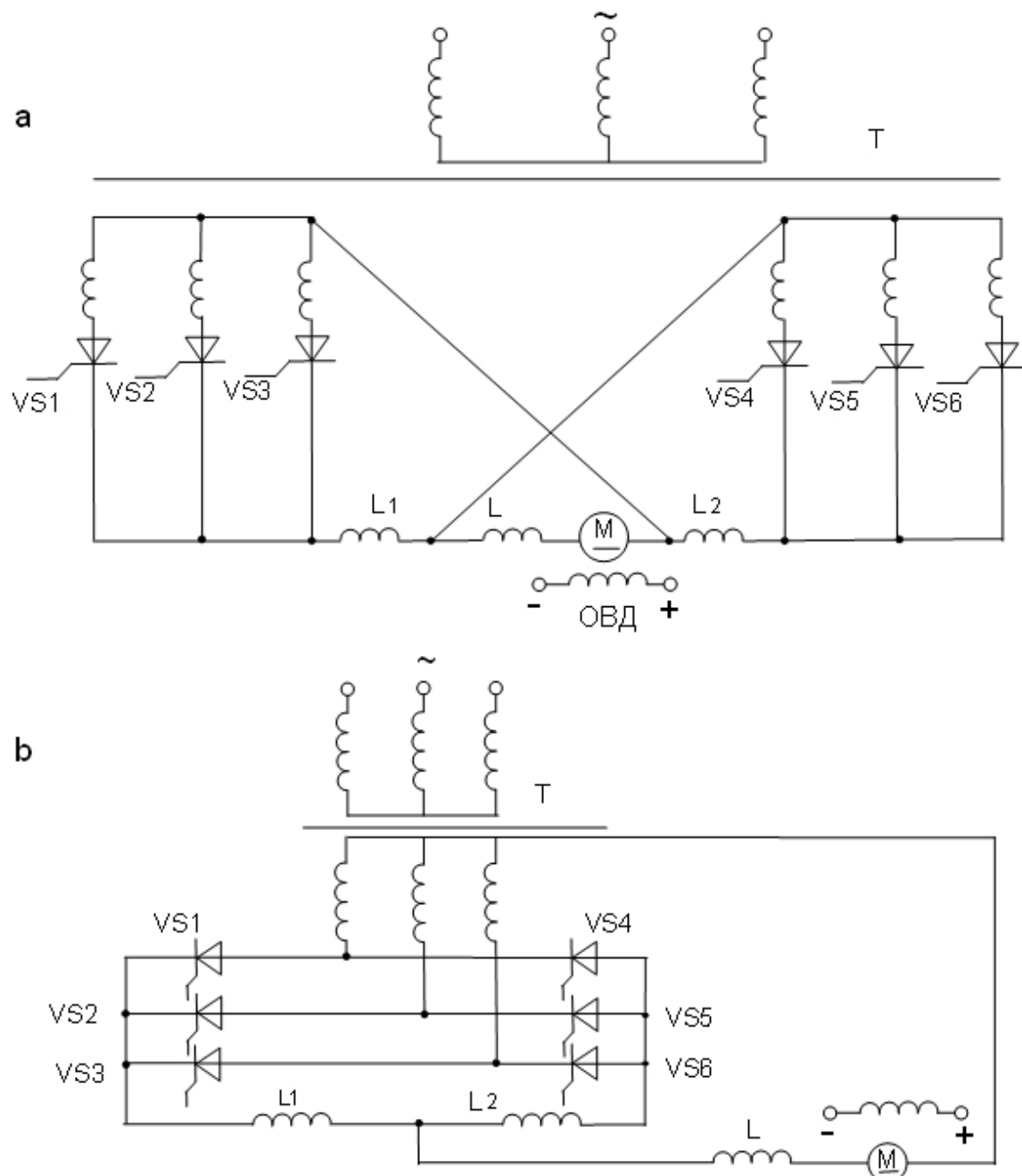


Рис. 4.17. Схемы электроприводов ТП–Д с реверсивным ТП с нулевым выводом:
а – перекрестная, б – встречно-параллельная

Чтобы обеспечить работу ДПТ в четырех квадрантах при нереверсивном преобразователе, нужно изменять направление тока возбуждения двигателя. Работу двигателя во всех режимах можно обеспечить при питании от реверсивных тиристорных преобразователей, в которых используется совместное или раздельное управление комплектами вентиля. При совместном управлении вентилей импульсы управления от СИФУ подаются одновременно на вентили обоих комплектов.

На рис. 4.17 представлены схемы электроприводов ТП–Д с реверсивным ТП с нулевым выводом (*a* – перекрестная, *b* – встречно-параллельная), а на рис. 4.18 перекрестная мостовая.

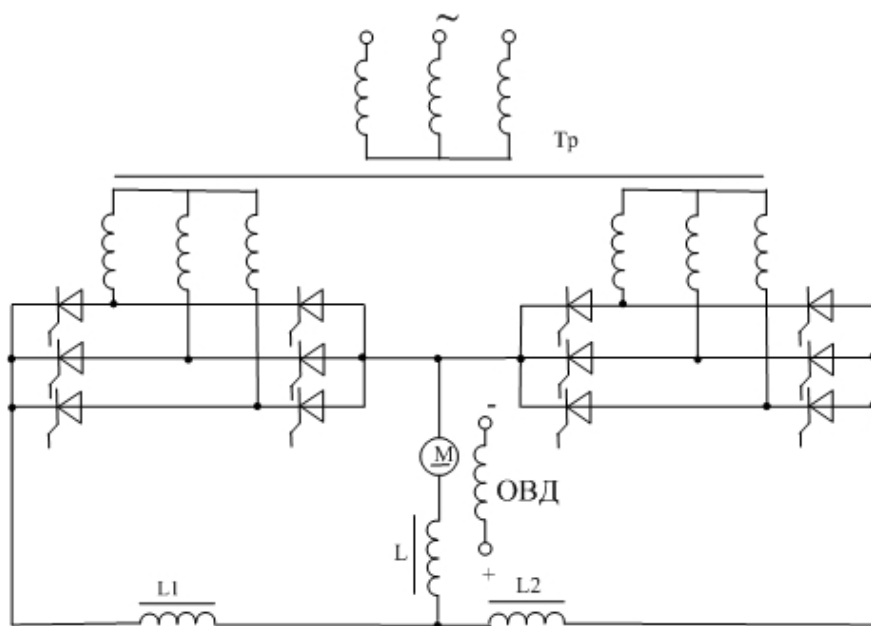


Рис. 4.18

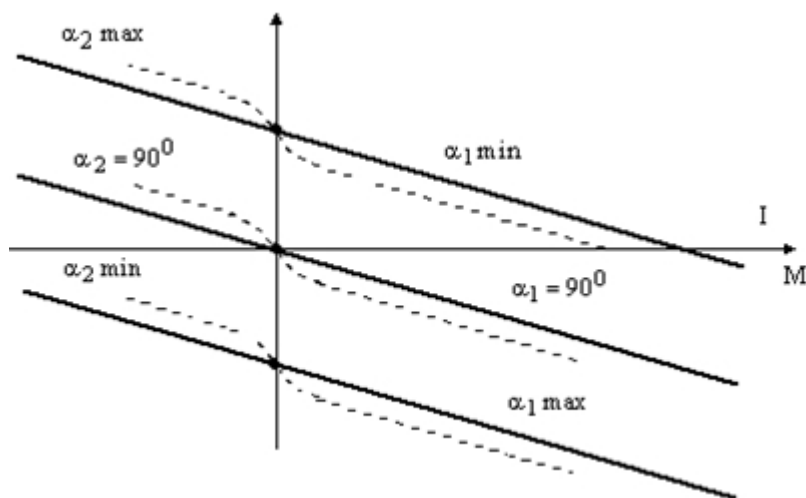


Рис. 4.19. Характеристики ДПТ при совместном линейном согласовании углов управления

В данных схемах одна группа тиристоров работает в выпрямительном режиме, другая – в инверторном, при этом $E_{\text{ср.инв}} \geq E_{\text{ср.вып}}$, а сумма углов управления выпрямителя α_1 и инвертора α_2 поддерживается равной 180° .

Характеристики ДПТ при совместном линейном согласовании углов управления линейны (рис. 4.19).

При нелинейном согласовании углов управления $\alpha_1 + \alpha_2 \neq \pi$ при переходе от двигательного режима к генераторному скорость увеличивается и характеристики ДПТ становятся нелинейными (рис. 4.19) (штриховые линии). Для ограничения уравнительных токов между группами тиристоров применяются реакторы L_1, L_2 .

При раздельном управлении тиристорами импульсы управления U_y от СИФУ подаются только на тот комплект вентилях, который должен работать, другой комплект вентилях закрыт. Переключающее устройство производит включение и выключение вентилях с паузой в $5 \div 10$ мс. По этой причине в области малых нагрузок имеет место режим прерывистых токов, что ухудшает условия работы электропривода. К достоинствам системы ТП–Д относятся плавность и значительный диапазон регулирования скорости, большая жесткость искусственных характеристик, высокий КПД электропривода, простота обслуживания и эксплуатации. В качестве основных недостатков данной системы следует отметить пульсирующий характер тока и напряжения и снижение коэффициента мощности ($\cos \varphi$) при глубоком регулировании скорости.

4.6. Регулирование скорости ДПТ независимого возбуждения шунтированием якоря

Представленная на рис. 4.20 схема ДПТ независимого возбуждения с шунтированием якоря позволяет получать жесткие характеристики в области малых скоростей.

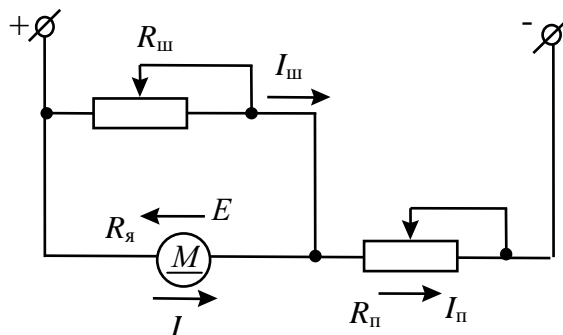


Рис. 4.20. Схема ДПТ независимого возбуждения с шунтированием якоря

Записав по второму закону Кирхгофа уравнения равновесия напряжений и ЭДС, имеем

$$U = E + IR_{\dot{y}} + I_{\dot{r}} R_{\dot{r}} ;$$

$$U = I_{\phi} R_{\phi} + I_{\dot{r}} R_{\dot{r}} ,$$

где $I_{\dot{r}} = I + I_{\dot{ш}}$, получим уравнения электромеханической и механической характеристик ДПТ в виде

$$\omega = a\omega_0 - I \frac{R_{\dot{y}} + aR_{\dot{r}}}{\hat{E}\hat{O}} , \quad (4.27)$$

$$\omega = a\omega_0 - M \frac{R_{\dot{y}} + aR_{\dot{r}}}{(\hat{E}\hat{O})^2} , \quad (4.28)$$

где $a = R_{\dot{ш}}/(R_{\dot{ш}} + R_{\dot{п}})$. Анализ уравнений показывает, что при шунтировании якоря снижается скорость идеального холостого хода ДПТ, а также падает жесткость характеристик. Следовательно, данный способ сочетает в себе регулирование скорости изменением напряжения (первый член уравнений) и реостатное регулирование в цепи якоря (второй член уравнений) (4.27), (4.28).

На рис. 4.21 представлены характеристики ДПТ при шунтировании якоря с постоянным $R_{\dot{ш}}$ и изменяющимся $R_{\dot{п}}$.

Точка A_1 соответствует режиму работы ДПТ, когда он не потребляет ток из сети (двигатель работает в режиме динамического торможения с током I_1), в этом случае ЭДС ДПТ уравновешивает напряжение сети и внутреннее падение напряжения в якоре $E = U + IR_{\dot{я}}$.

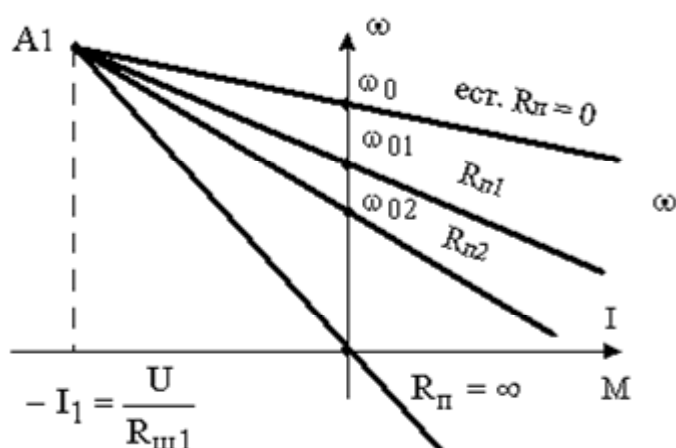


Рис. 4.21. Характеристики ДПТ при шунтировании якоря с постоянным $R_{\dot{ш}}$ и изменяющимся $R_{\dot{п}}$

Если изменять величину $R_{\dot{ш}}$, оставив неизменным $R_{\dot{п}}$, получим семейство характеристик ДПТ независимого возбуждения, представленное на рис. 4.22.

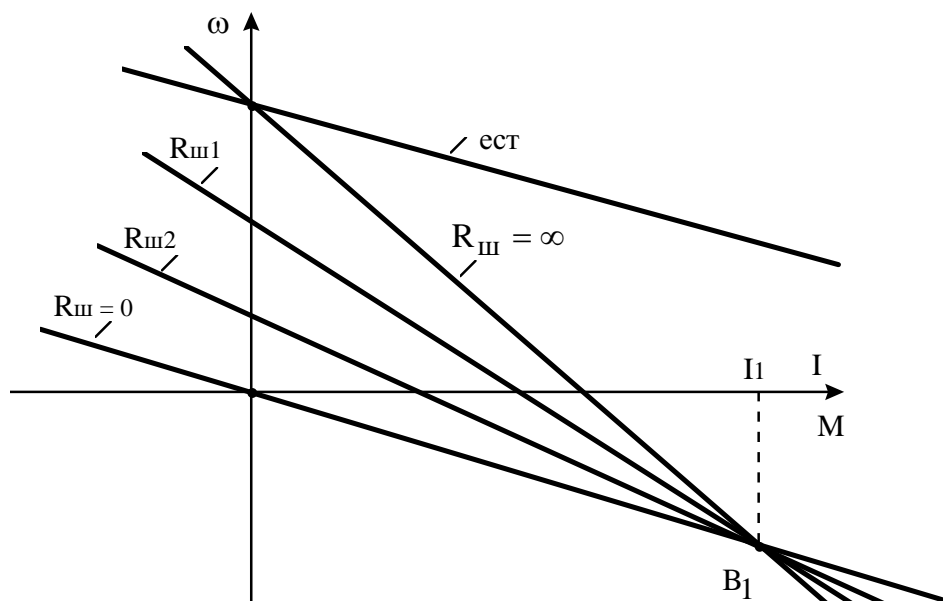


Рис. 4.22. Характеристики ДПТ при шунтировании якоря с постоянным $R_{\text{н}}$ и изменяющимся $R_{\text{ш}}$

Пересечение искусственных характеристик происходит в точке B_1 , которая определяется током $I_1 = U/R_{\text{н}}$, проходящим через якорь двигателя. В этом случае ток через шунт не проходит, так как ЭДС, изменив знак, полностью компенсирует внутреннее падение напряжения якоря.

Регулирование скорости данным способом осуществляется вниз от основной, диапазон регулирования скорости $D = 5-6$, высокая жесткость характеристик ДПТ. В связи со значительными потерями мощности на сопротивлениях $R_{\text{ш}}$ и $R_{\text{н}}$ данный способ используется для регулирования скорости ДПТ малой мощности при работе на низких скоростях.

4.7. Импульсный способ регулирования координат ДПТ

Импульсный способ регулирования электроприводов обеспечивает периодическое импульсное изменение параметров: сопротивления или подводимого напряжения. В частности, для ДПТ возможно импульсное регулирование сопротивления в цепи якоря, в цепи возбуждения (импульсное изменение тока возбуждения или магнитного потока), либо подводимого напряжения.

4.7.1. Импульсное регулирование сопротивления в цепи якоря

Периодически происходит коммутация (включение—отключение) по определенному закону ключа K (рис. 4.23).

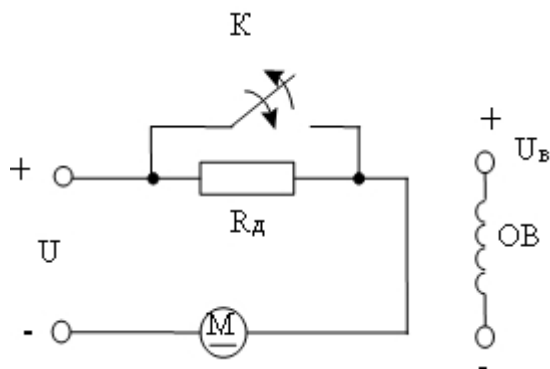


Рис. 4.23. Схема импульсного регулирования сопротивления в цепи якоря

Используются два способа управления ключом K :

- а) широтно-импульсное регулирование;
- б) частотно-импульсное регулирование.

При широтно-импульсном регулировании период коммутации ключа $T_k = t_{\text{замк}} + t_{\text{раз}}$ остается постоянным, а изменяется соотношение t_3 к T_k

$$\gamma = \frac{t_{\text{з}}}{T_k} = \frac{t_{\text{з}}}{(t_{\text{з}} + t_{\text{р}})}, \quad (4.29)$$

которое называется скважностью γ .

При частотно-импульсном управлении $t_3 = \text{const}$, изменяется период коммутации ключа T_k , а следовательно, частота. Таким образом, γ — скважность является показателем импульсного способа регулирования. При замкнутом ключе K $\gamma = 1$ — двигатель работает на естественной характеристике (рис. 4.24) (прямая $\gamma = 1$), при разомкнутом $\gamma = 0$ — резистор R_d полностью введен — на искусственной реостатной характеристике (прямая 2). При промежуточных значениях $0 < \gamma < 1$ механические характеристики — прямые 3–4.

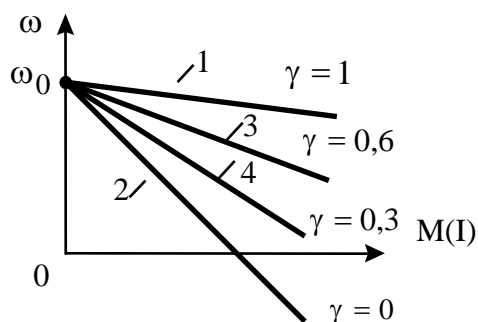


Рис. 4.24. Электромеханические и механические характеристики ДПТ при импульсном регулировании

Уравнение механической характеристики при импульсном регулировании

$$\omega = \frac{U}{K\hat{O}} - \frac{\dot{I}}{(\hat{E}\hat{O})^2} [R_{\text{а}}(1-\gamma) + R_{\text{y}}]. \quad (4.30)$$

4.7.2. Импульсное регулирование магнитного потока ДПТ независимого возбуждения

При импульсном регулировании магнитного потока ДПТ независимого возбуждения $R_{доб}$ и ключ K включены в цепь обмотки возбуждения (рис. 4.25).

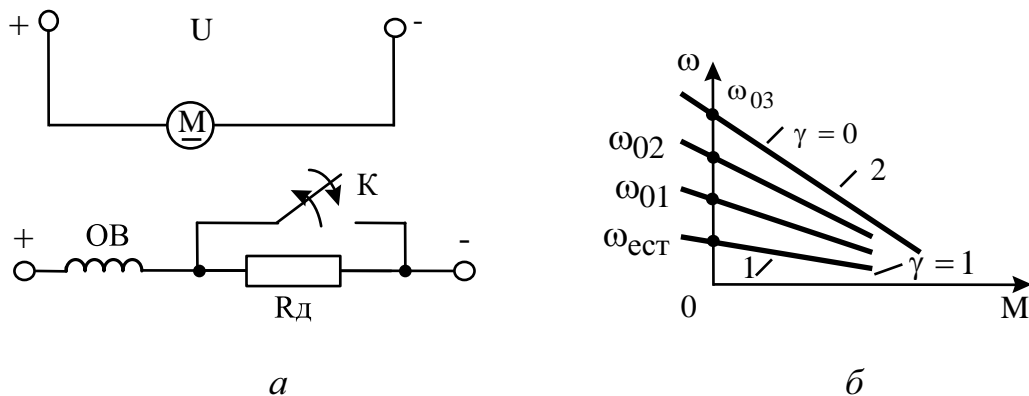


Рис. 4.25. Схема импульсного регулирования магнитного потока (а) и механические характеристики ДПТ при импульсном регулировании (б)

Скважность γ регулируется в пределах $0 < \gamma < 1$. При $\gamma = 1$ R_d зашунтирован ключом K , что соответствует естественной механической характеристике 1, рис. 4.25. При $\gamma = 0$ R_d постоянно введено в цепь OB , I_b и Φ уменьшаются, а скорость ω_{03} повышается — (искусственная характеристика, прямая 2, рис. 4.25).

4.7.3. Импульсное регулирование напряжения на якоре ДПТ независимого возбуждения

При импульсном регулировании U на якоре по схеме, семейство механических характеристик представлено на рис. 4.26.

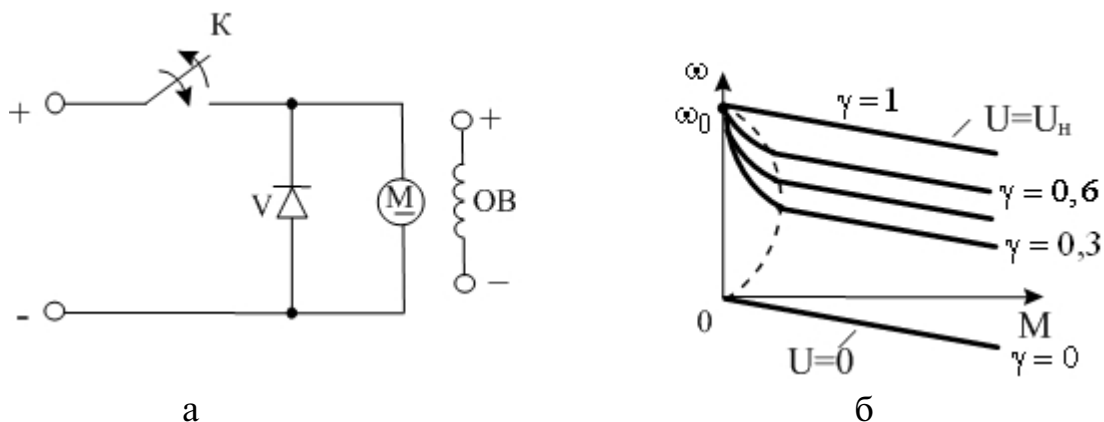


Рис. 4.26. Схема импульсного регулирования U на якоре (а) и механические характеристики ДПТ при импульсном регулировании (б)

При замкнутом постоянно ключе K ($\gamma = 1$) ток в якоре протекает под действием U сети (естественная механическая характеристика), при разомкнутом K – под действием ЭДС, замыкаясь через диод V , при этом ток имеет пульсирующий характер. Регулируя скважность γ , получают искусственные характеристики, при $\gamma = 0$ – напряжение U не подается (схема динамического торможения) и механическая характеристика проходит через начало координат.

При малых нагрузках возможен режим прерывистого тока, который возникает при следующих граничных значениях скорости и тока:

$$\omega_{\text{ад}} = \omega_0 \gamma \left(1 - \frac{1-\gamma}{2T_{\dot{y}}} T_{\dot{e}} \right), \quad (4.31)$$

$$I_{\text{ад}} = I_{\dot{e}\zeta} \frac{\gamma(1-\gamma)}{2\dot{O}_{\dot{y}}} \dot{O}_{\dot{e}}, \quad (4.32)$$

где $T_{\dot{y}} = L_{\dot{y}}/J_{\dot{y}}$ – электромеханическая постоянная времени цепи якоря.

Лишь в области прерывистых токов механические характеристики не прямолинейны, в рабочем диапазоне нагрузок уравнение механической характеристики имеет вид:

$$\omega = \frac{\gamma U}{\hat{E}\hat{O}} - \frac{\dot{I}R}{(\hat{E}\hat{O})^2}. \quad (4.33)$$

4.7.4. Использование тиристорных ключей для импульсного регулирования

Для импульсного регулирования используются различные схемы тиристорных ключей. Принцип работы тиристорных ключей для импульсного регулирования сопротивления R рассмотрим по схеме (рис. 4.27). Тиристор $VS1$ выполняет роль ключа. Открываясь, $VS1$ шунтирует сопротивление R , закрываясь, вводит в цепь сопротивление R . Для закрытия $VS1$ помимо снятия импульса с управляющего электрода от СИФУ необходимо обеспечить более высокий потенциал катода по сравнению с потенциалом анода. Это достигается включением дополнительного тиристора $VS2$ и коммутирующих элементов C_{κ} , L_{κ} , диода VD_{κ} , маломощного источника постоянного тока U_{π} и диода VD_{π} .

Если в исходном положении тиристор $VS1$ открыт, а $VS2$ закрыт и конденсатор C_{κ} заряжен со знаком «+» на нижней обкладке, то для закрытия $VS1$ нужно снять импульс управления с $VS1$ и подать его на $VS2$, который откроется, тогда к катоду $VS1$ будет приложен плюс напряже-

ния C_k , а к аноду — минус и $VS1$ закрывается. Конденсатор C_k будет заряжаться через открытый $VS2$ с плюсом на верхней обкладке.

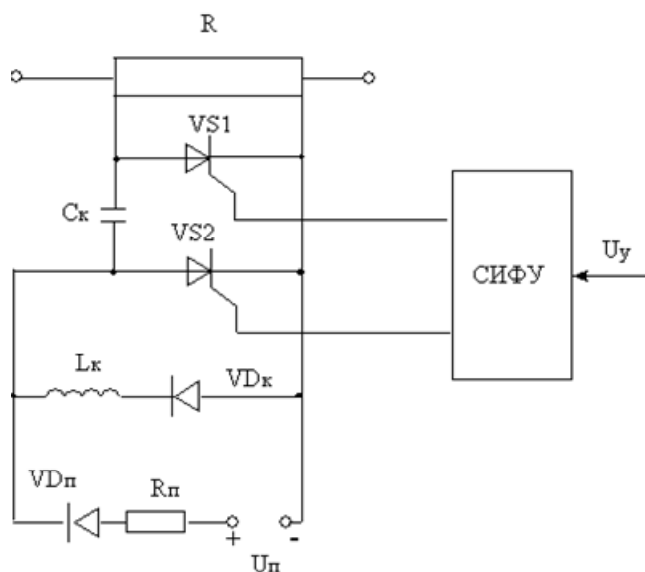


Рис. 4.27. Схема импульсного регулирования сопротивления

Если снять импульс управления с $VS2$, то он к концу перезаряда C_k закроется. Тогда при подаче импульса на $VS1$ он вновь откроется, шунтируя R , и вновь начнется перезаряд конденсатора по цепи $C_k - VS1 - VD_k - L_k$, пока потенциал нижней обкладки C_k не станет положительным. Для первоначального заряда C_k служит источник U_n , VD_n и R_n .

Для импульсного регулирования напряжения применяется схема тиристорного ключа, представленная на рис. 4.28. Предварительный заряд конденсатора C_k производится от U_c (+ на верхней обкладке).

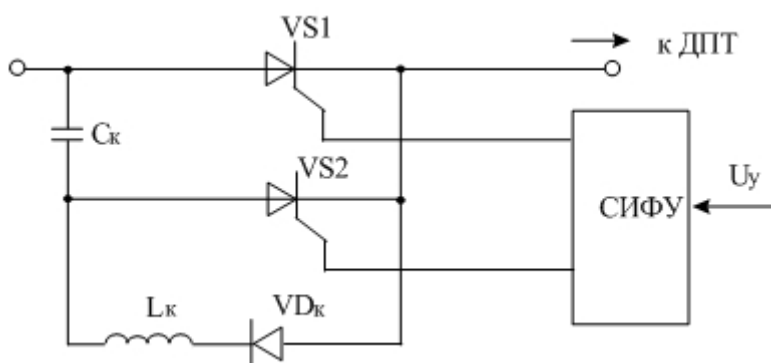


Рис. 4.28. Схема импульсного регулирования напряжения

При подаче управляющего импульса на $VS1$ он откроется и на двигатель подается напряжение. Одновременно через $VS1$, VD_k , L_k начинается перезаряд конденсатора C_k со знаком «+» на верхней обкладке, поэтому при подаче импульса на $VS2$, $VS1$ закрывается. Изменяя с помощью СИФУ скважность управляющих импульсов $VS1$, согласованно с подачей импульса $VS2$ обеспечивается импульсное регулирование напряжения.

4.8. Электропривод с двигателями постоянного тока последовательного возбуждения

4.8.1. Электромеханические и механические характеристики

Схема включения ДПТ представлена на рис. 4.29.

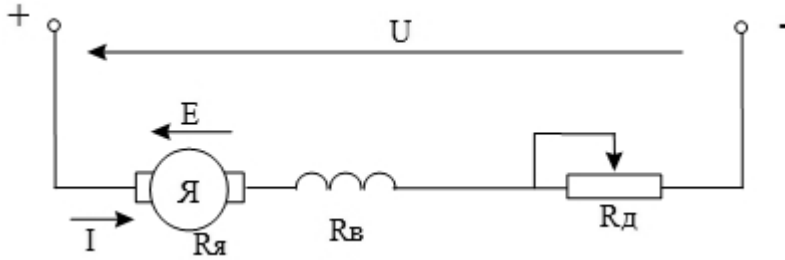


Рис. 4.29. Схема включения ДПТ

Особенностью ДПТ последовательного возбуждения является зависимость магнитного потока Φ от тока возбуждения $I_b = I$, как это показано на рис. 4.30.

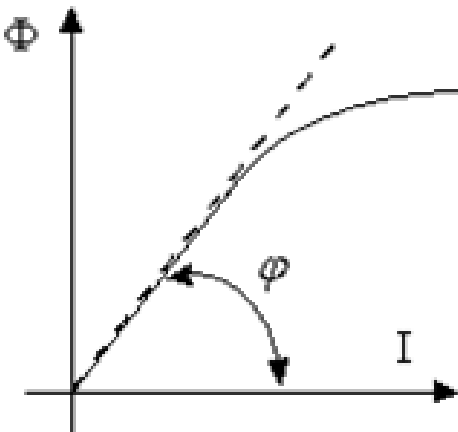


Рис. 4.30. Зависимость магнитного потока от тока возбуждения ДПТ последовательного возбуждения

Для вывода уравнений электромеханической и механической характеристик ДПТ последовательного возбуждения, пренебрегая насыщением, выразим

$$\hat{O} = \alpha I,$$

где $\alpha = \operatorname{tg} \varphi$; $M = K\Phi I = K\alpha I^2$, откуда $I = \sqrt{M/K\alpha}$. Тогда уравнения электромеханической и механической характеристик ДПТ последовательного возбуждения можно представить

$$\omega = \frac{U}{K\alpha I} - \frac{R}{K\alpha}, \quad (4.34)$$

$$\omega = \frac{U}{\sqrt{K\alpha M}} - \frac{R}{K\alpha}. \quad (4.35)$$

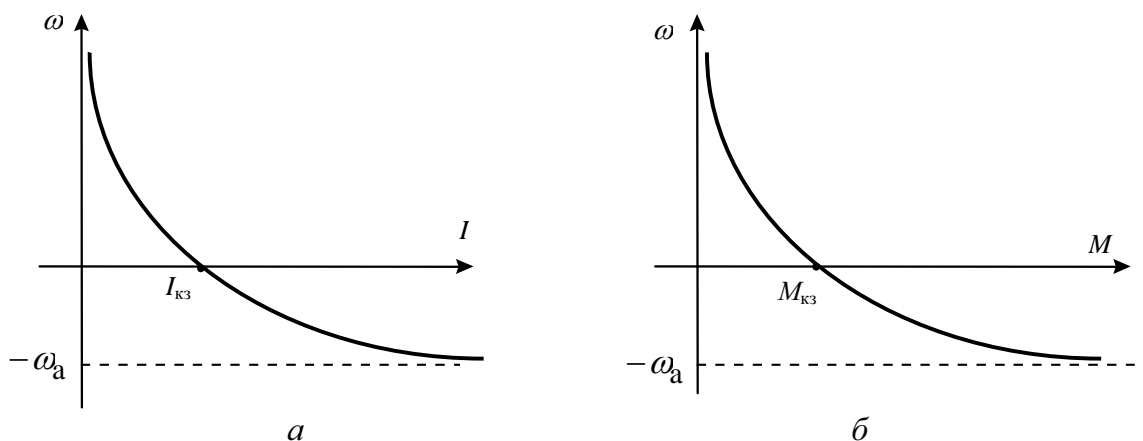


Рис. 4.31. Электромеханическая (а) и механическая (б) характеристики ДПТ последовательного возбуждения

Зависимости $\omega = f(I)$ и $\omega = f(M)$, показанные на рис. 4.31, представляют собой гиперболы с асимптотами: вертикальная — ось скорости ω , соответствующая режиму идеального холостого хода, при $I \rightarrow 0$; горизонтальная асимптота — прямая с ординатой $\omega_a = -R/(K\alpha)$, соответствующая режиму при $I \rightarrow \infty$ или $M \rightarrow \infty$. Точка короткого замыкания на характеристиках ($I_{кз}$; $M_{кз}$) определяется при условии $\omega = 0$:

$$\frac{U}{\hat{E}\alpha I} - \frac{R}{\hat{E}\alpha} = 0, \quad \text{и} \quad I_{\text{кз}} = \frac{U}{R};$$

$$\frac{U}{\sqrt{\hat{E}\alpha M}} - \frac{R}{\hat{E}\alpha} = 0, \quad \text{и} \quad M_{\text{кз}} = \frac{U^2}{R^2} \hat{E}\alpha$$

Так как механическая и электромеханическая характеристики не пересекают ось скорости и не переходят во 2-й квадрант, ДПТ последовательного возбуждения не может работать в генераторном режиме параллельно с сетью (в режиме рекуперативного торможения).

Скорость идеального холостого хода ω_0 определяется остаточным магнитным потоком $\Phi_{\text{ост}}$:

$$\omega_0 = \frac{U}{\hat{E}\hat{\Phi}_{\text{ост}}}.$$

Уравнения (4.34), (4.35) выведены при условии отсутствия насыщения магнитной системы, в действительности ДПТ последовательного возбуждения работают в номинальном режиме на перегибе кривой намагничивания, когда поток Φ значительно меньше, а скорость ω больше, поэтому характеристики, как правило, не переходят в область отрицательных скоростей и имеют вид (рис. 4.32).

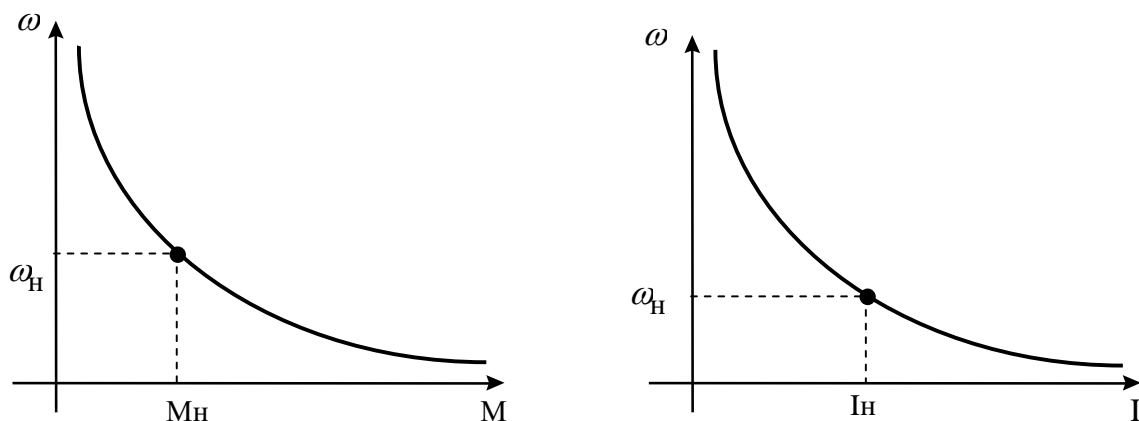


Рис. 4.32

Обычно пользуются относительными значениями скорости, тока и момента и используют универсальные характеристики (рис. 4.33), где

$$\omega^* = \frac{\omega}{\omega_{\text{н}}}; \quad I^* = \frac{I}{I_{\text{н}}}; \quad M^* = \frac{M}{M_{\text{н}}}.$$

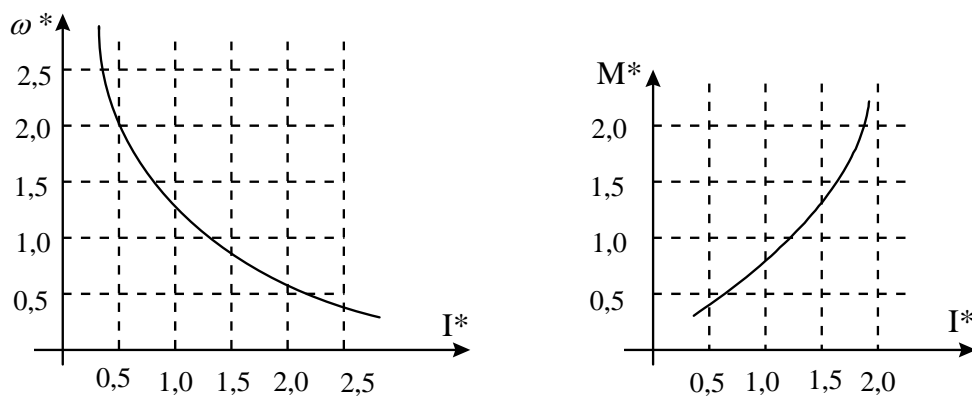


Рис. 4.33

4.8.2. Способы регулирования координат ДПТ последовательного возбуждения

4.8.2.1. Регулирование угловой скорости ω , тока I , момента M резисторами в цепи якоря

Регулирование производится по схеме рис. 4.29. Представим уравнения естественной и искусственной электромеханических характеристик в виде

$$\omega_e = \frac{U}{\hat{E}\hat{O}} - I \frac{(R_y + R_a)}{\hat{E}\hat{O}}, \quad (4.36)$$

$$\omega_{\text{e}} = \frac{U}{\hat{E}\hat{O}} - I \frac{(R_{\text{y}} + R_{\text{a}} + R_{\text{a}})}{\hat{E}\hat{O}}. \quad (4.37)$$

Соотношение скоростей на естественной (ω_{ei}) и искусственной (ω_{ni}) характеристиках при токе I_i определяется

$$\omega_{\text{ei}} = \omega_{\text{ei}} \frac{U - I_i(R_{\text{y}} + R_{\text{a}} + R_{\text{a}})}{U - I_i(R_{\text{y}} + R_{\text{a}})}. \quad (4.38)$$

Если заданы естественная электромеханическая характеристика и величины добавочных сопротивлений резисторов $R_{\text{д1}}$; $R_{\text{д2}}$; $R_{\text{дп}}$, то для ряда значений тока I_1 , I_2 , ..., I_i рассчитываются по выражению (4.38) искусственные характеристики (рис. 4.34).

По универсальным электромеханическим характеристикам $\omega^* = f(I^*)$ и $M^* = f(I^*)$ строятся механические естественная и искусственные характеристики $\omega = f(M)$, представленные на рис. 4.35.

Величина сопротивления якорной цепи для ДПТ последовательного возбуждения определяется

$$R_{\text{y}} + R_{\text{a}} \approx 0,75 \frac{U_{\text{i}}}{I_i} (1 - \eta_i) = 0,75 R_{\text{i}} (1 - \eta). \quad (4.39)$$

Если требуется определить величину $R_{\text{д}}$ по заданным электромеханическим характеристикам, расчет $R_{\text{д}}$ производят по выражению:

$$R_{\text{a}} = \left(1 - \frac{\omega_{\text{ei}}}{\omega_{\text{ei}}}\right) \left(\frac{U}{I_i} - R_{\text{y}} - R_{\text{a}}\right). \quad (4.40)$$

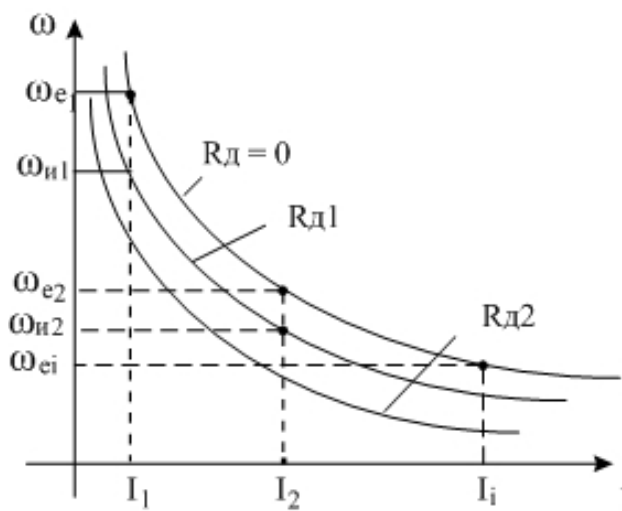


Рис. 4.34

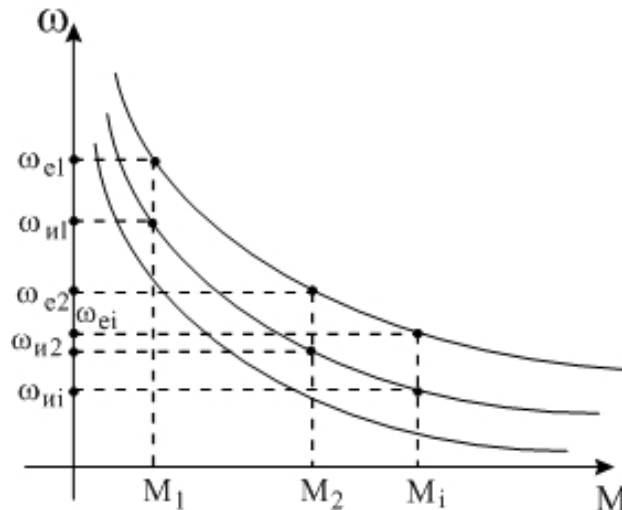


Рис. 4.35

Если задана механическая реостатная (искусственная) характеристика $\omega_n = f(M)$, то вначале с помощью универсальных характеристик $M^* = f(I^*)$ определяется значение тока I_i и производится расчет R_d по выражению (4.40). В исключительных случаях для расчета R_d используются графоаналитические способы.

4.8.2.2. Регулирование координат скорости ω , тока I , момента M ДПТ последовательного возбуждения изменением магнитного потока (Φ)

Изменение Φ осуществляется путем шунтирования обмотки возбуждения резистором $R_{ш}$ по схеме (рис. 4.36).

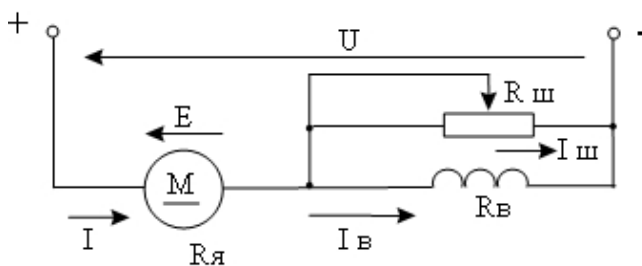


Рис. 4.36

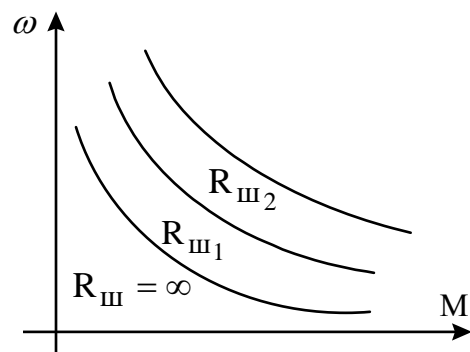


Рис. 4.37

Уменьшение $R_{ш}$ приводит к увеличению тока $I_{ш}$ и уменьшению тока I_b и магнитного потока Φ , следовательно, к возрастанию скорости ω . На рис. 4.37 представлено семейство механических характеристик ДПТ последовательного возбуждения, полученных при различных значениях $R_{ш}$.

Естественной механической характеристике соответствует режим при разомкнутой цепи шунтирующего резистора ($R_{ш} = \infty$). Искусственные механические характеристики при ослаблении магнитного потока располагаются выше естественной, причем ось скорости является асимптотой всех характеристик.

4.8.2.3. Регулирование координат (ω , I , M) ДПТ последовательного возбуждения изменением напряжения

Регулирование осуществляется по схеме рис. 4.38, в которой источником регулируемого напряжения является тиристорный преобразователь, выходное напряжение U которого регулируется при изменении входного управляющего сигнала U_y .

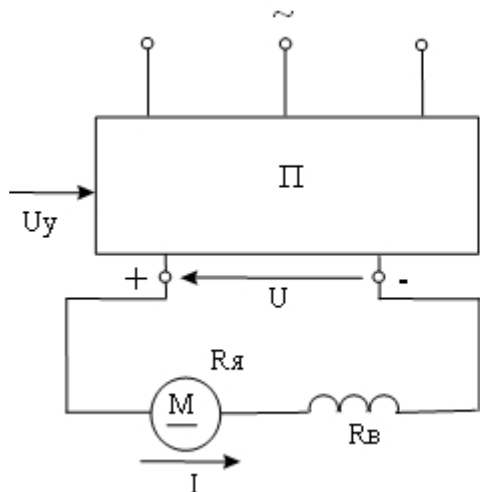


Рис. 4.38

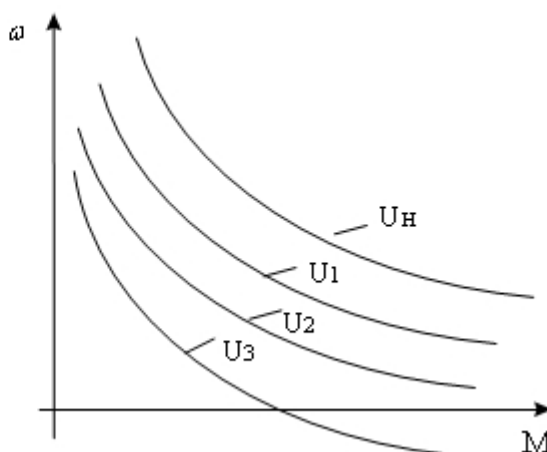


Рис. 4.39

Механические характеристики ДПТ последовательного возбуждения при различных значениях выходного напряжения U представлены на рис. 4.39. Так как регулирование возможно лишь вниз от основной скорости, искусственные характеристики располагаются ниже естественной, соответствующей U_n . Жесткость характеристик не снижается. Ось скорости является асимптотой всех характеристик. Частным случаем данного способа регулирования скорости ДПТ является переключение соединения отдельных двигателей в многодвигательном электроприводе. На рис. 4.40 представлены схемы включения ДПТ последовательного возбуждения на полное напряжение U_n (параллельное соединение) и на $U_n/2$ (последовательное соединение), соответствующее скорости $\omega_n/2$. Данные схемы используются на электрическом транспорте, металлургическом производстве.

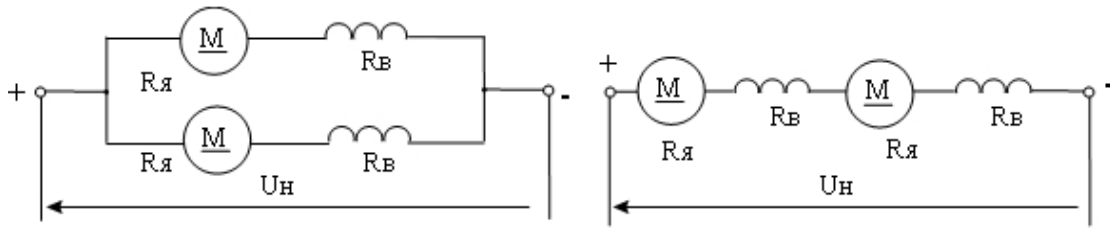


Рис. 4.40

4.8.2.4. Регулирование скорости ДПТ последовательного возбуждения шунтированием якоря

В ряде случаев требуется получение низких скоростей или фиксированной скорости идеального холостого хода ω_0 от двигателей последовательного возбуждения. При этом используется шунтирование обмотки якоря по схеме (рис. 4.41).

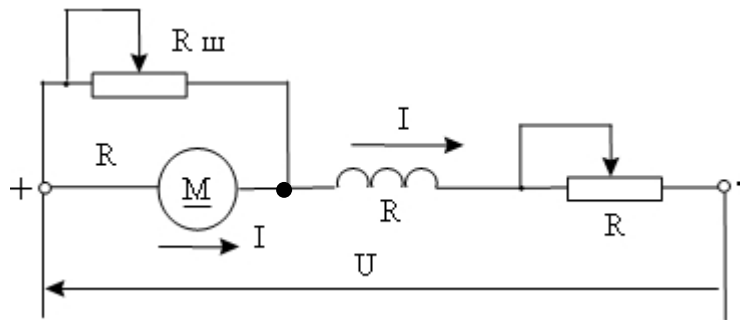


Рис. 4.41

К якорю подводится пониженное напряжение U и характеристики ДПТ располагаются ниже естественной. При $I = 0$, $I_b = I_n \neq 0$, так как $I_b = I_{ш}$, поэтому и $\Phi \neq 0$ и двигатель имеет скорость идеального холостого хода ω_0 .

При скорости $\omega > \omega_0$ ток якоря меняет направление и $I_b = I_n$ по мере роста скорости уменьшается. Когда $I = -U/R_{ш}$, то Φ стремится к нулю, а $\omega \rightarrow \infty$. На рис. 4.42 представлена электромеханическая характеристика ДПТ последовательного возбуждения, полученная при шунтировании якоря сопротивлением $R_{ш}$, из которой следует, что вертикальная линия с абсциссой $I = -U/R_{ш}$ является асимптотой электромеханической характеристики.

Проведем анализ механической характеристики ДПТ последовательного возбуждения, полученной при шунтировании якоря (рис. 4.43)

Так как момент M зависит от тока I и магнитного потока Φ , ($M = K\Phi I$), при изменении направления тока изменяется знак момен-

та, который достигает максимального значения M_{\max} , а затем начинает падать, так как при $I = -U/R_{\text{ш}}$ ток возбуждения и Φ стремятся к нулю и $M \rightarrow 0$. Следовательно, ось скорости является асимптотой механической характеристики ДПТ последовательного возбуждения во втором квадранте.

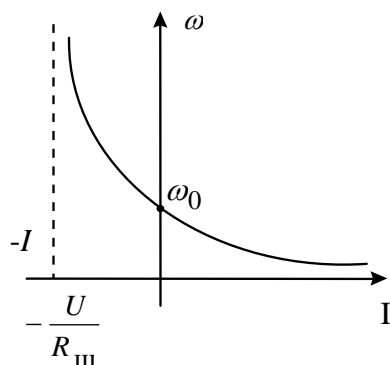


Рис. 4.42

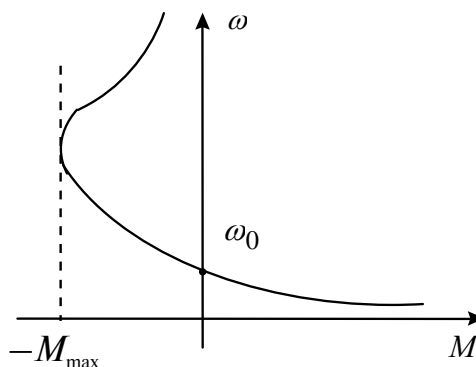


Рис. 4.43

Схема с шунтированием якоря применяется для получения низких скоростей при больших моментах (электрический транспорт, грузоподъемные машины).

4.8.3. Торможение ДПТ последовательного возбуждения

Торможение противовключением (работа генератором последовательно с сетью).

Возможны два пути:

1. Изменение полярности U на якоре при сохранении направления тока в обмотке возбуждения. Сопровождается переходом с характеристики 1 (точка a) на характеристику 2 (точка b). На рис. 4.44 представлены механические характеристики ДПТ последовательного возбуждения (1) и исполнительного механизма M_c . На участке bc — режим торможения противовключением.
2. Если ДПТ работает в двигательном режиме по характеристике 1 в точке a , то при введении в цепь якоря R_d будет работать по характеристике 3. Так как в этом случае $M_{\text{дв}} < M_c$, то двигатель начнет тормозиться, а затем разгоняться в противоположную сторону до точки d , когда $M_1 = M_c$. Этот режим также относится к режиму торможения противовключением.

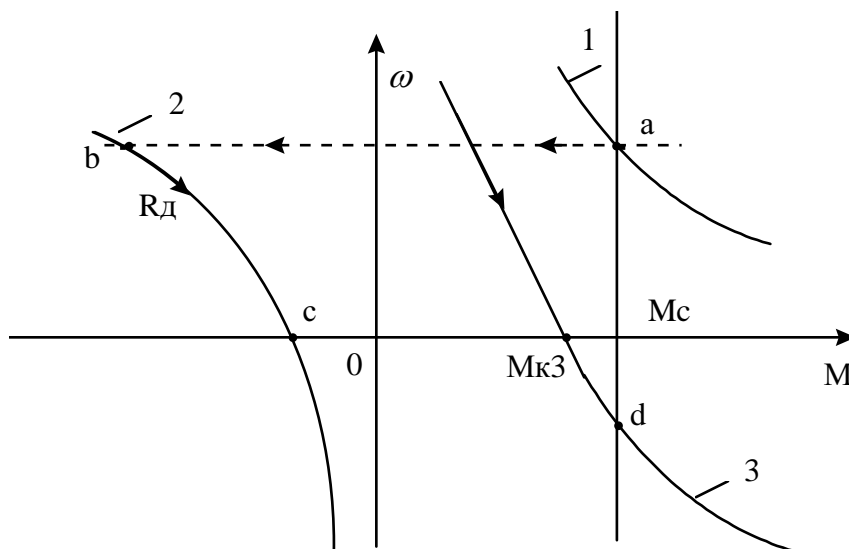


Рис. 4.44

Динамическое торможение ДПТ последовательного возбуждения

Возможны две схемы включения: независимого возбуждения (рис. 4.45, а) и с самовозбуждением (рис. 4.45, б).

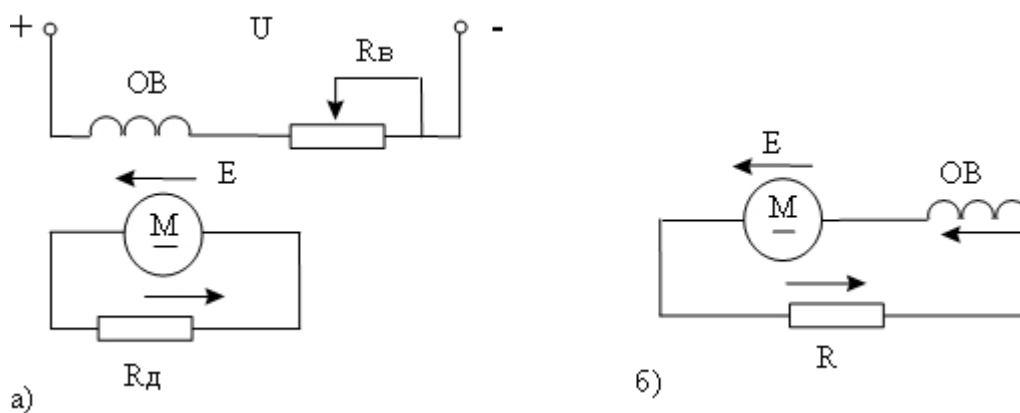


Рис. 4.45

В первом случае механические характеристики, представленные на рис. 4.46, соответствуют характеристикам ДПТ независимого возбуждения. При динамическом торможении ДПТ последовательного возбуждения по схеме 4.45, б с самовозбуждением необходимо, чтобы остаточный магнитный поток $\Phi_{ост}$ совпадал с потоком возбуждения $\Phi_{в}$, а скорость $\omega \neq 0$. На рис. 4.47 представлены механические характеристики ДПТ последовательного возбуждения в режиме самовозбуждения.

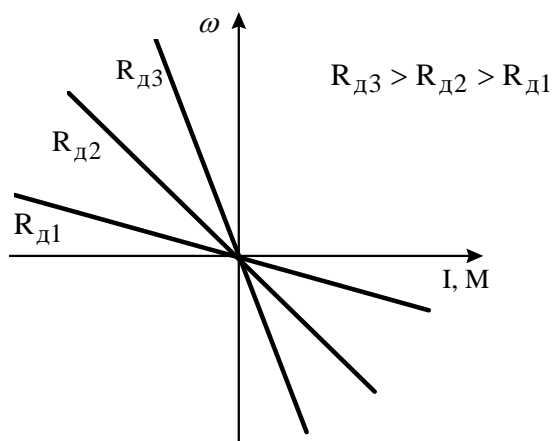


Рис. 4.46

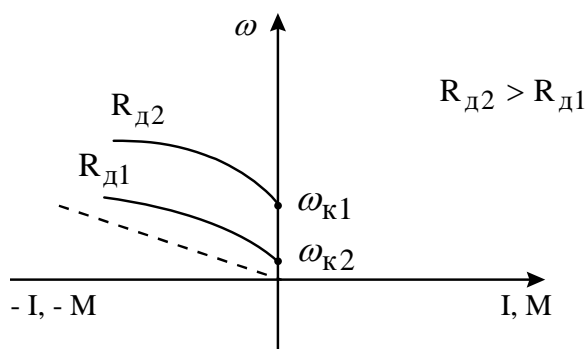


Рис. 4.47

Каждому значению сопротивления R_d соответствует своя критическая скорость ω_k . При малых значениях ω_k , если $R_d < R_{d1}$, самовозбуждение не наступает.

Данный режим торможения ДПТ последовательного возбуждения применяется для интенсивного торможения в электроприводах транспортных и грузоподъемных механизмов.

4.8.4. Особенности ДПТ смешанного возбуждения

Схема включения ДПТ смешанного возбуждения представлена на рис. 4.48.

Двигатель имеет две обмотки возбуждения: последовательную (ОВП) и независимую (ОВН), которая может включаться как параллельная к единому источнику напряжения U .

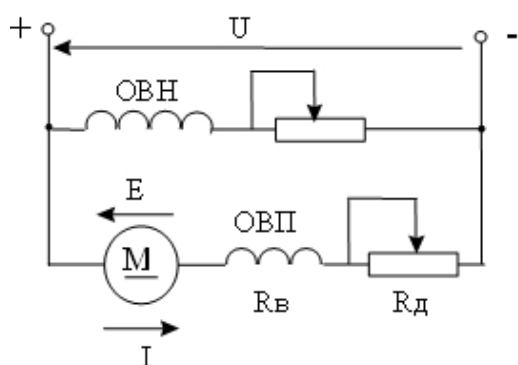


Рис. 4.48

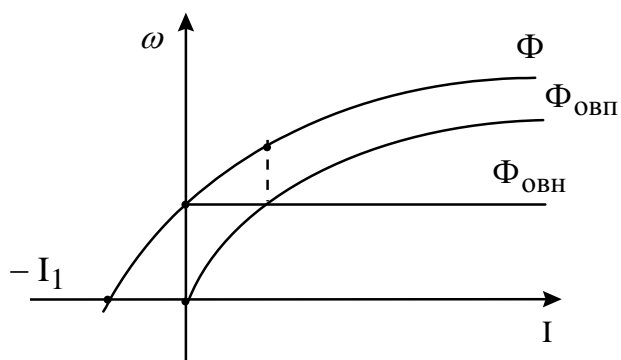


Рис. 4.49

Магнитный поток двигателя Φ создается двумя составляющими: $\Phi_{ОВН}$ — независимая от тока нагрузки и $\Phi_{ОВП}$ пропорциональная току нагрузки I , как это показано на рис. 4.49.

При $I = -I_1$ магнитный поток $\Phi = 0$, магнитная система размагничена. Уравнения электромеханической и механической характеристик имеют вид

$$\omega = \frac{U}{\hat{E}_0(I)} - I \frac{R}{\hat{E}_0(I)}; \quad \omega = \frac{U}{\hat{E}_0(I)} - M \frac{R}{[\hat{E}_0(I)]^2}.$$

Электромеханическая и механическая характеристики представлены на рис. 4.50 и рис. 4.51. Анализ характеристик показывает, что при $I = -I_1$, $\Phi = 0$ и скорость стремится к ∞ .

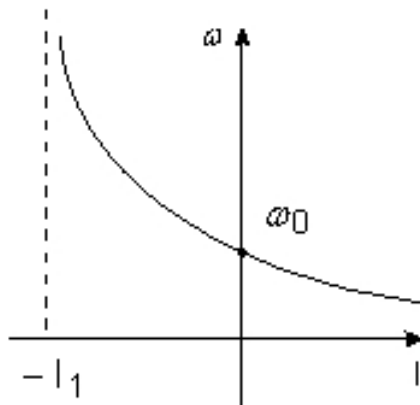


Рис. 4.50

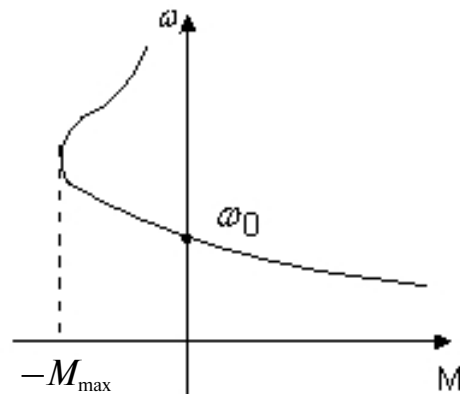


Рис. 4.51

При $\omega = \omega_0$ момент равен $M = 0$, при изменении скорости $\omega_0 < \omega < \infty$ момент изменяется до $-M_{\max}$, а затем уменьшается до нуля.

ДПТ смешанного возбуждения сочетает свойства ДПТ независимого и последовательного возбуждения, работает во всех рассмотренных ранее режимах: холостого хода, короткого замыкания, двигательном, генераторном, последовательно, параллельно с сетью и независимо от сети. Регулирование осуществляется всеми рассмотренными способами: изменением Φ , тока якоря, напряжения. Невысокие технико-экономические показатели ДПТ смешанного возбуждения (высокие масса, стоимость, габариты) приводят к тому, что он применяется редко в электроприводах.

Контрольные вопросы

1. Принцип действия ДПТ независимого возбуждения.
2. Уравнения статических электромеханической и механической характеристик ДПТ независимого возбуждения.
3. Уравнения динамических электромеханической и механической характеристик ДПТ независимого возбуждения.
4. Представьте структурную схему ДПТ независимого возбуждения.
5. Основные режимы работы ДПТ независимого возбуждения.
6. Перечислите способы регулирования координат (ω , I , M , φ) электропривода с ДПТ независимого возбуждения.
7. Каким образом производится расчет регулировочных сопротивлений ДПТ независимого возбуждения.
8. Представьте семейства электромеханических и механических характеристик ДПТ независимого возбуждения при изменении магнитного потока.
9. Уравнения электромеханической и механической характеристик ДПТ независимого возбуждения при питании от преобразователя.
10. Представьте семейство электромеханической и механической характеристик ДПТ независимого возбуждения при изменении угла управления тиристором.
11. Уравнения электромеханической и механической характеристик ДПТ независимого возбуждения при шунтировании якоря.
12. Импульсное регулирование координат ДПТ и его механические характеристики.
13. Принцип действия и характеристики ДПТ последовательного возбуждения.
14. Способы регулирования координат электропривода с ДПТ последовательного возбуждения.
15. Особенности ДПТ смешанного возбуждения.

5. ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

5.1. Принцип работы и характеристики асинхронной машины

Трехфазные асинхронные двигатели (АД) нашли самое широкое применение в электроприводах, благодаря простоте конструкции, надежности в эксплуатации, низким габаритным и стоимостным показателям. С развитием силовой полупроводниковой техники (тиристорных преобразователей частоты и напряжения) АД начали использоваться в регулируемых электроприводах.

На рис. 5.1 представлена схема включения трехфазного асинхронного двигателя с фазным ротором, а на рис. 5.2 показан принцип получения движущегося магнитного поля [2].

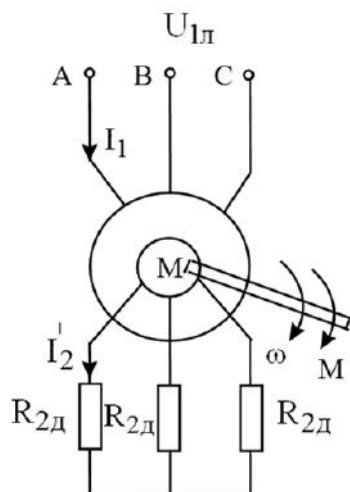


Рис. 5.1

Пусть на статоре расположен виток (катушка) $A-X$ (рис. 5.2, $a, б$), по которому протекает переменный ток $i_A = I_m \sin \omega_s t$, где $\omega_s = 2\pi f_s$. Магнитодвижущая сила (МДС) F_A , созданная этим током, будет пульсировать по оси витка $F_A = F_m \sin \omega_s t$ (рис. 5.2, $в$, горизонтальные штриховые стрелки). Если добавить виток (катушку) $B-Y$, расположенный под углом 90° к $A-X$, и пропускать по нему ток $i_B = I_m \cos \omega_s t$, то МДС F_B будет пульсировать по оси этого витка: $F_B = F_m \cos \omega_s t$ (вертикальные стрелки).

Вектор результирующей МДС будет иметь модуль:

$$F = \sqrt{F_A^2 + F_B^2} = \text{const},$$

а его фаза (α) определится из условия: $\tan \alpha = F_A / F_B = \tan \omega_0 t$, т. е. $\alpha = \omega_0 t$.

Таким образом, вектор результирующей МДС при сдвиге двух витков в пространстве на $\pi/2$ и при сдвиге токов во времени на $\pi/2$, вращается с угловой скоростью ω_0 (рис. 5.2, $г$).

В общем случае, в симметричной $2p_n$ – полюсной m -фазной машине при токах в обмотках, сдвинутых на угол $2\pi/m$, уравнение бегущей волны МДС имеет вид:

$$F = 0,5mF_m \sin(\omega_0 t - \pi x / \tau), \quad (5.1)$$

где τ – полюсное деление, т. е. длина дуги, соответствующая одному полюсу: x – координата точки (длина дуги от оси обмотки), в которой определяется F ; $\tau = \pi D / 2p_n$, D – внутренний диаметр статора; p_n – число пар полюсов.

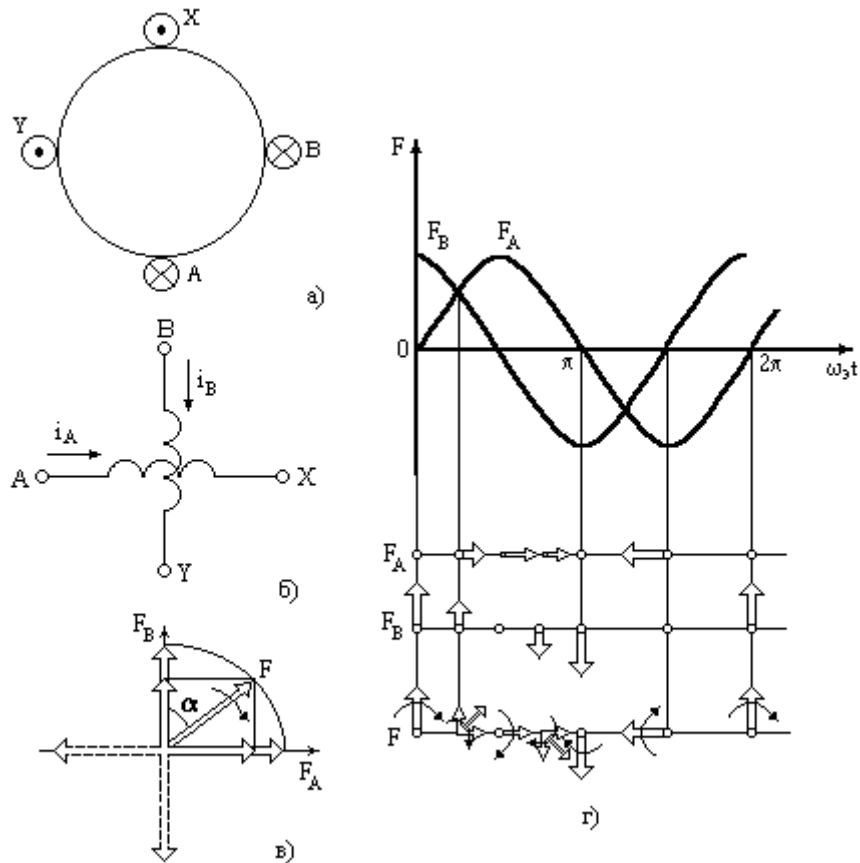


Рис. 5.2

Координату x , в которой МДС максимальна, найдем, положив $\sin(\omega_0 t - \pi x / \tau) = 1$, откуда получим: $\omega_0 t - \pi x / \tau = \pi/2$, т. е. $x = (\omega_0 t - \pi/2)\tau / \pi$.

Линейная скорость перемещения волны определится как:

$$v_0 = dx / dt = \omega \tau / \pi = 2f_1 \tau,$$

угловая скорость

$$\omega_0 = \frac{v_0}{D/2} = \frac{2f_s \tau}{D/2} = \frac{2\pi f_s}{p_i}, \quad (5.2)$$

частота вращения поля $n_0 = 30\omega_0 / \pi$ составит:

$$n_0 = 60 f_1 / p_{\text{п}}. \quad (5.3)$$

Таким образом, результирующий магнитный поток в машине при принятых нами условиях вращается с угловой скоростью $\omega_0 = 2\pi f_1 / p_{\text{п}}$.

На рис. 5.3 представлена схема замещения фазы асинхронного двигателя.

В схеме замещения намагничивающая цепь вынесена на выводы напряжения сети, при этом не учитывается падение напряжения на сопротивлении R_1 от намагничивающего тока I_{μ} . Однако ошибка, вносимая этим допущением, не превышает 5 %.

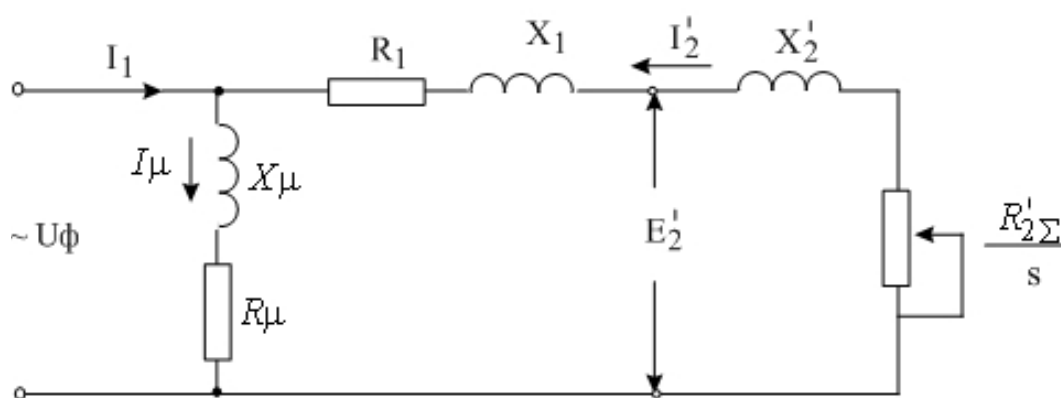


Рис. 5.3

В схеме замещения приняты обозначения: R_1 — активное сопротивление фазы обмотки статора; $R'_{2\Sigma} = R'_2 + R_{2\text{д}}$ — приведенное активное сопротивление фазы ротора, включая добавочное сопротивление резистора; X_1 — индуктивное сопротивление фазы статора; X'_2 — приведенное индуктивное сопротивление фазы ротора; $X_1 + X'_2 = X_{\text{к}}$ — индуктивное фазное сопротивление короткого замыкания; X_{μ} , R_{μ} — соответственно, индуктивное и активное сопротивления намагничивающего контура, $R_{\mu} \approx 0$.

Скольжение асинхронного двигателя определяется

$$S = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}, \quad (5.4)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_1 / p_{\text{п}}$ — угловая скорость вращающегося магнитного поля (синхронная скорость); f_1 — частота питающего напряжения; $\omega = \omega_0(1 - S)$ — угловая скорость вращения ротора АД.

Уравнения равновесия напряжений и ЭДС по схеме замещения могут быть записаны:

$$\begin{aligned}
U_{\delta} &= R_1 \dot{I}_1 + jX_1 I_1 + E_1, \\
-E'_2 &= \frac{E'_{2\Sigma}}{S} I'_2 + jX'_2 I'_2, \\
E_1 &= E'_2 = jI_{\mu} X_{\mu},
\end{aligned} \tag{5.5}$$

откуда уравнение электромеханической характеристики АД может быть представлено в виде

$$\begin{aligned}
I'_2 &= \frac{U_{\delta}}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R'_{2\Sigma}}{S}\right)^2 + (X_1 + X'_2)^2}} = \frac{U_{\delta}}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R'_{2\Sigma}}{S}\right)^2 + X_{\Sigma}^2}}, \\
I_1 &= I'_2 + I_{\mu}.
\end{aligned} \tag{5.6}$$

На рис. 5.4 представлены электромеханические характеристики АД как зависимости $\omega = f(I_1)$, $\omega = f(I'_2)$, $S = f(I'_2, I_1)$.

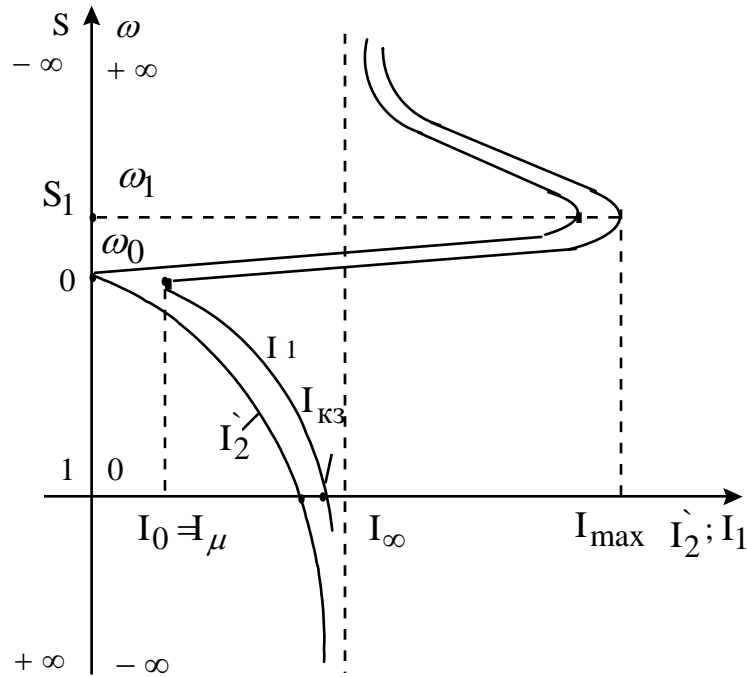


Рис. 5.4

Проведем анализ характеристик.

1. При $S = 0$; $\omega = \omega_0$; $I'_2 = 0$; $I_1 = I_0$ — точка идеального холостого хода.
2. При $S = 1$; $\omega = 0$; $I_1 = I_{k3} = I_{\text{пуск}}$ — точка короткого замыкания.
3. При $S = -R'_2/R_1$; $\omega = \omega_0(1 - S_1)$; $I'_2 = I_{\text{max}} = U_{\phi}/X_k$ — точка максимального тока ротора, лежащая в области отрицательных скольжений.
4. При $S_x \rightarrow \pm\infty$, $\omega \rightarrow \mp\infty$, $I'_2 \rightarrow I_{\infty} = \frac{U_{\delta}}{\sqrt{R_1^2 + X_{\Sigma}^2}}$.

Для построения механической характеристики АД рассмотрим баланс мощности в цепи ротора.

Потери мощности в цепи ротора

$$\Delta P_2 = P_{\dot{y}_1} - P_2 = M \omega_0 - M \omega = M \omega_0 S, \quad (5.7)$$

где $P_{\dot{y}_1}$ — электромагнитная мощность; P_2 — полезная механическая мощность на валу.

Так как потери в роторе ΔP_2 зависят от S , их называют потерями скольжения. С другой стороны, $\Delta P_2 = 3I_2'^2 R_2'$, тогда $M = (3I_2'^2 R_2')/(\omega_0 S)$, подставив I_2' , получим уравнение механической характеристики АД:

$$M = \frac{3U_{\dot{o}}^2 R_2'}{\omega_0 S \left[\left(R_1 + \frac{R_2'}{S} \right)^2 + X_{\dot{e}}^2 \right]}. \quad (5.8)$$

Исследовав уравнение на тах (найдя производную dM/dS и приравняв нулю), получим экстремумы функции, определяемые критическим моментом и скольжением:

$$M_{\dot{e}} = \frac{3U_{\dot{o}}^2}{2\omega_0 [R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + X_{\dot{e}}^2}]}; \quad S_{\dot{e}} = \pm \frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2 + X_{\dot{e}}^2}};$$

«+» — относится к области скольжений $S > 0$; «-» — к области скольжений $S < 0$.

Разделив M на $M_{\dot{e}}$ и преобразовав, получим уравнение механической характеристики АД в виде (уточненная формула Клосса):

$$M = \frac{2M_{\dot{e}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2'} S_{\dot{e}} \right)}{\frac{S}{S_{\dot{e}}} + \frac{S_{\dot{e}}}{S} + \frac{2R_1}{R_2'} S_{\dot{e}}}. \quad (5.9)$$

Если пренебречь сопротивлением статора R_1 получим приближенное уравнение механической характеристики АД:

$$\begin{aligned} M &= \frac{2M_{\dot{e}}}{\frac{S}{S_{\dot{e}}} + \frac{S_{\dot{e}}}{S}}; \\ M_{\dot{e}} &= 3U_{\dot{o}}^2 / (2\omega_0 X_{\dot{e}}); \\ S_{\dot{e}} &= \frac{R_2'}{X_{\dot{e}}}. \end{aligned} \quad (5.10)$$

На рис. 5.5 представлена механическая характеристика АД в различных режимах работы.

Проведем анализ механической характеристики АД.

При $S = 0$, $\omega = \omega_0$, $M = 0$ — точка идеального холостого хода АД.

При $S = 1$, $\omega = 0$, $M = M_{кз} = M_{пуск}$ — точка короткого замыкания АД.

При $S = S_{к(двиг)}$, $M = M_{к(двиг)}$, $S = -S_{к(ген)}$, $M = M_{к(ген)}$, — точки экстремума (максимума M).

При $S \rightarrow \mp\infty$, $\omega \rightarrow \pm\infty$, $M \rightarrow 0$ — асимптота механической характеристики.

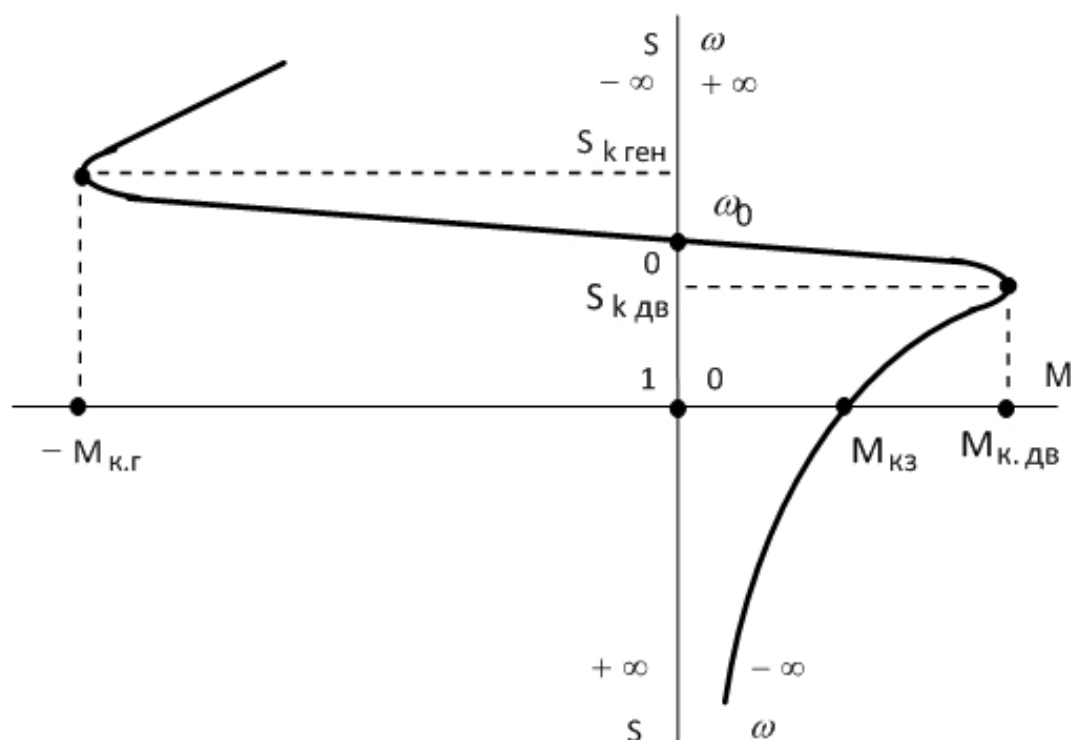


Рис. 5.5

Асинхронный двигатель может работать в следующих режимах:

1. Холостой ход $S = 0$; $\omega = \omega_0$.
2. Короткое замыкание (пусковой режим) $S = 1$; $\omega = 0$.
3. Двигательный режим $0 < S < 1$, $0 < \omega < \omega_0$.
4. Генераторный (рекуперативный) режим $S < 0$; $\omega > \omega_0$.
5. Генераторный (противовключение) режим $S > 1$; $\omega < \omega_0$.
6. Генераторный (независимо от сети) режим, который называется режимом динамического торможения. В этом режиме обмотка статора АД отключается от сети трехфазного переменного тока и две фазы обмотки статора подключаются к источнику постоянного тока.

Если в (5.10) подставить значения M и S для номинального режима и обозначить кратность максимального момента $M_{\kappa}/M_{\text{н}} = \lambda_{\text{м}}$, отражающую перегрузочную способность АД, то получим:

$$S_{\hat{\epsilon}} = S_{\text{г}} (\lambda_{\text{г}} \pm \sqrt{\lambda_{\text{г}}^2 - 1}). \quad (5.11)$$

Данное выражение может использоваться для определения критического скольжения по каталожным данным АД [16].

Приведем порядок расчета механической характеристики АД по заданным каталожным данным:

$$P_{\text{г}}, \quad \eta_{\text{г}}, \quad \lambda_{\text{г}}, \quad f, \quad p.$$

1. Определяются угловые скорости поля статора ω_0 и ротора в номинальном режиме $\omega_{\text{н}}$

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p_{\text{г}}}; \quad \omega = \frac{2\pi n}{60}.$$

2. Определяется номинальный момент АД

$$M_{\text{г}} = \frac{P_{\text{г}}}{\omega_{\text{г}}}.$$

3. Скольжение АД в номинальном режиме

$$S_{\text{г}} = \frac{\omega_0 - \omega_{\text{г}}}{\omega_{\text{г}}}.$$

4. Критический момент

$$M_{\hat{\epsilon}} = \lambda_{\text{г}} M_{\text{г}}.$$

5. Критическое скольжение

$$S_{\hat{\epsilon}} = S_{\text{г}} (\lambda_{\text{г}} + \sqrt{\lambda_{\text{г}}^2 - 1}).$$

6. По выражению

$$M = \frac{2M_{\hat{\epsilon}}}{\frac{S}{S_{\hat{\epsilon}}} + \frac{S_{\hat{\epsilon}}}{S}}$$

определяются текущие значения момента M в диапазоне скольжений двигательного режима $0 < S < 1$.

На рис. 5.6 построена механическая характеристика АД $S = f(M)$ в двигательном режиме.

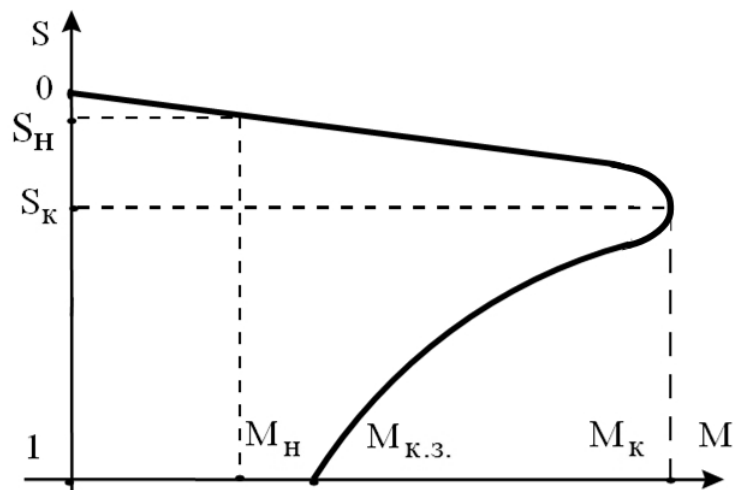


Рис. 5.6

5.2. Регулирование скорости, тока и момента АД с помощью резисторов в цепях ротора

Введение резисторов $R_{2д}$ в цепь ротора АД с фазным ротором, как это показано на схеме рис. 5.7, изменяет характер механической характеристики, уравнение которой имеет вид:

$$M = \frac{3U_{\phi}^2 (R_2' + R_{2д})}{\omega_0 S \left[\left(R_1 + \frac{R_2' + R_{2д}}{S} \right)^2 + X_{\phi}^2 \right]}. \quad (5.12)$$

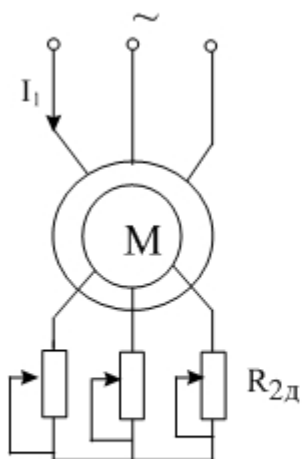


Рис. 5.7

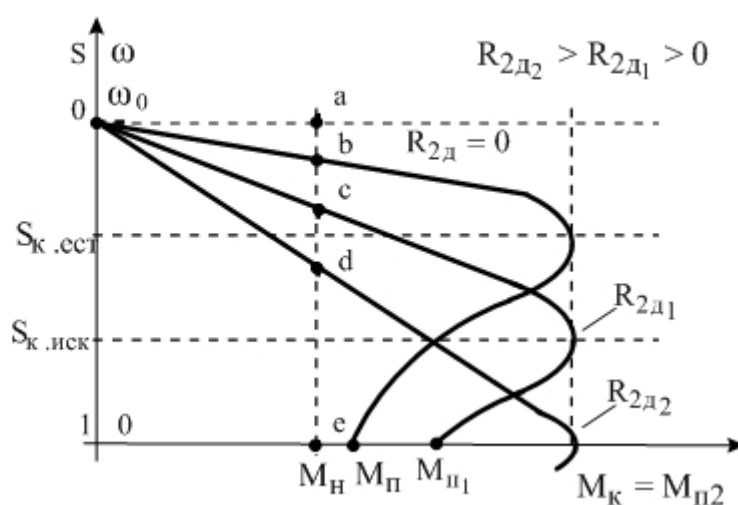


Рис. 5.8

На рис. 5.8 представлены механические характеристики АД с фазным ротором (естественная — при $R_{2д} = 0$ и искусственные — при $R_{2д2} > R_{2д1} > 0$).

Проведем анализ механических характеристик.

1. Скорость поля статора АД (синхронная скорость) ω_0 при регулировании $R_{2д}$ не изменяется, поэтому все механические характеристики выходят из одной точки ω_0 .
2. Критический (максимальный) момент M_k остается постоянным, так как не зависит от величины $R_{2д}$:

$$M_{\dot{\epsilon}} = \frac{3U_{\dot{\delta}}}{2\omega_0[R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_{\dot{\epsilon}}^2}]} \quad (5.13)$$

3. Критическое скольжение S_k увеличивается при увеличении $R_{2д}$

$$S_{\dot{\epsilon}} = + \frac{R_2' + R_{2\ddot{a}}}{\sqrt{R_1^2 + X_{\dot{\epsilon}}^2}} \quad (5.14)$$

Так как электрические потери в роторной цепи (потери скольжения)

$$\Delta P_2 = P_1 - P_2 = M\omega_0 - M\omega = M\omega_0 S = P_1 S$$

зависят от скольжения, диапазон регулирования скорости не превышает 2–3. Регулирование скорости осуществляется только вниз от основной, плавность регулирования определяется величиной $\Delta R_{2д} = R_{2д2} - R_{2д1}$.

4. Пусковой момент $M_n = M_{кз}$ с увеличением $R_{2д}$ повышается вплоть до критического M_k , при $S = 1$

$$M_{\dot{\epsilon}} = \dot{I}_{\dot{\epsilon}, \zeta} = \frac{3U_{\dot{\delta}}^2 (R_2' + R_{2\ddot{a}})}{\omega_0 [(R_1 + R_2' + R_{2\ddot{a}})^2 + \tilde{O}_{\dot{\epsilon}}^2]} \quad (5.15)$$

Поэтому введение $R_{2д}$ используется при пуске АД с большим моментом нагрузки.

Если заданы естественная и искусственная механические характеристики АД, расчет добавочных сопротивлений резисторов $R_{2д}$ производится, исходя из соотношения:

$$\frac{S_{\dot{\epsilon}, \ddot{a}\ddot{o}}}{S_{\dot{\epsilon}, \ddot{n}\ddot{e}}} = \frac{R_{\dot{\delta}}'}{R_{\dot{\delta}}' + R_2'} = \frac{R_{\dot{\delta}}}{R_{\dot{\delta}} + R_{2\ddot{a}}},$$

откуда

$$R_{2\ddot{a}} = R_{\dot{\delta}} \left(\frac{S_{\dot{\epsilon}, \ddot{n}\ddot{e}}}{S_{\dot{\epsilon}, \ddot{a}\ddot{o}}} - 1 \right), \quad (5.16)$$

где активное сопротивление ротора $R_{\dot{\delta}} = \frac{E_{2\dot{\epsilon}} S_{\dot{\epsilon}}}{\sqrt{3} \cdot I_{2\dot{\epsilon}}}$.

Если заданы только рабочие точки механической характеристики АД, расчет резисторов $R_{2д}$ производят, используя метод отрезков, согласно которому по рис. 5.8

$$R_{2\ddot{a}_1} = R_{2\ddot{m}} \frac{bc}{ae},$$

$$R_{2\ddot{a}_2} = R_{2\ddot{m}} \frac{bd}{ae},$$

$$R_{\emptyset} = R_{2\ddot{m}} \frac{ab}{ae},$$

где $R_{2ном} = E_{2к}/\sqrt{3}I_{2н}$, $E_{2к}$ – ЭДС ротора при $S = 1$.

Если задана любая точка на искусственной характеристике ($S_{иск}$; $M_{иск}$), то учитывая, что $R'_2/S = \text{const}$, сопротивление $R_{2диск}$ определяется:

$$R_{2\ddot{a} \rightarrow \ddot{a}} = R_{\emptyset} \left(\frac{S_{\ddot{a} \rightarrow \ddot{a}}}{S_{\ddot{a} \rightarrow \emptyset}} - 1 \right). \quad (5.17)$$

5.3. Регулирование координат АД резисторами в цепи статора

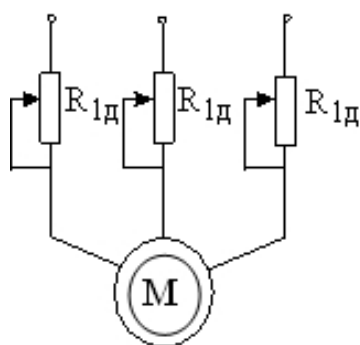


Рис. 5.9

Данным способом возможно регулирование скорости АД с короткозамкнутым ротором по схеме (рис. 5.9).

Возможно включение регистров $R_{1д}$ лишь в одну фазу, что существенно снижает потери энергии. На рис. 5.10 представлено семейство механических характеристик АД при различных значениях $R_{1д} < R_{1д1} < R_{1д2}$. Анализ механических характеристик показывает следующее:

1. Так как скорость идеального холостого хода АД не зависит от $R_{1д}$, все механические характеристики проходят через точку ω_0 .
2. Критический момент M_k и скольжение S_k обратно пропорциональны $R_1 = R_{1ст} + R_{1д}$, поэтому с увеличением $R_{1д}$ уменьшаются.
3. При увеличении $R_{1д}$ пусковой момент M_n уменьшается.

Так как данный способ не обеспечивает требуемых регулировочных свойств АД, он редко используется для регулирования скорости, чаще для ограничения тока при пуске, реверсе или торможении. Расчет величин $R_{1д}$ подобен расчету $R_{2д}$, который рассмотрен в п. 5.2.

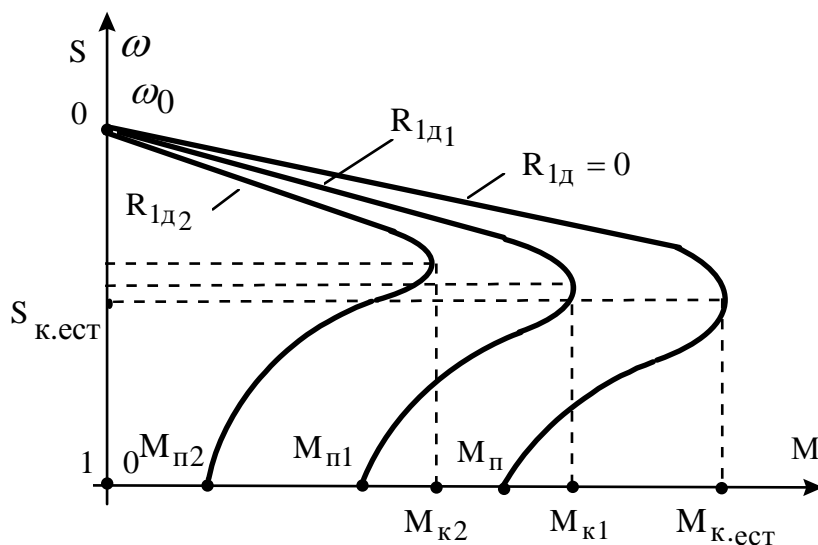


Рис. 5.10

5.4. Регулирование скорости АД изменением числа пар полюсов

Данный способ применяется при регулировании скорости много-скоростных АД с короткозамкнутым ротором. При этом происходит ступенчатое изменение скорости вращения магнитного поля

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p_i},$$

где p_n — число пар полюсов обмотки статора АД. Изменение p_n возможно, если на статоре АД имеется две независимых обмотки с разным числом пар полюсов (p_{n1}, p_{n2}). Тогда

$$\omega_{01} = \frac{2\pi f_1}{p_{i1}}; \quad \omega_{02} = \frac{2\pi f_2}{p_{i2}}$$

и АД имеет разные механические характеристики. Такие многоскоростные АД называются многообмоточными. Кроме того, изменение числа пар полюсов можно получить переключением ветвей каждой фазы одной обмотки. Это иллюстрируется на рис. 5.11. Переключением ветвей фазы обмотки статора с последовательного согласного включения (а) на последовательное встречное (б) или на параллельное встречное включение (в) достигается изменение числа пар полюсов с $p_n = 2$, на $p_{n2} = p_{n1}/2$. Эти соединения ветвей каждой фазы в трехфазной системе реализуются в виде переключений обмоток с треугольника на двойную звезду или со звезды на двойную звезду.

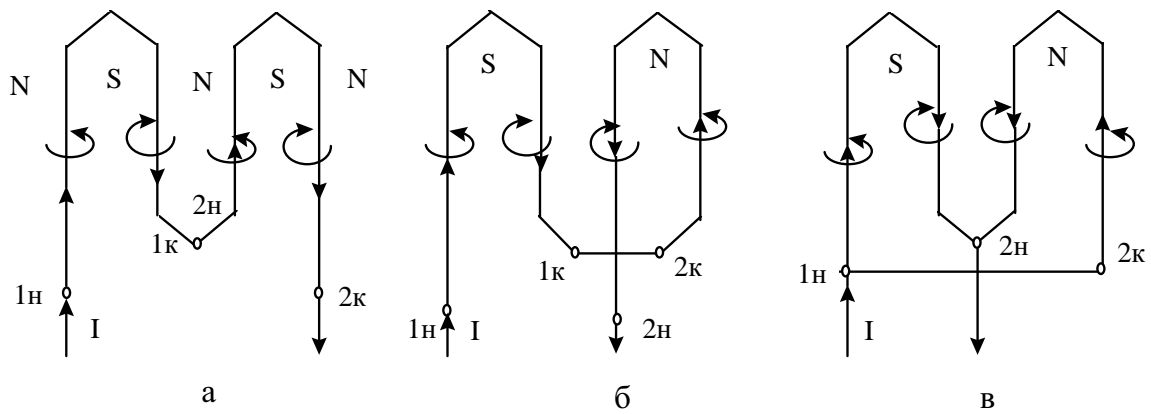


Рис. 5.11

Схема переключения обмоток статора АД с треугольника на двойную звезду представлена на рис. 5.12, а.

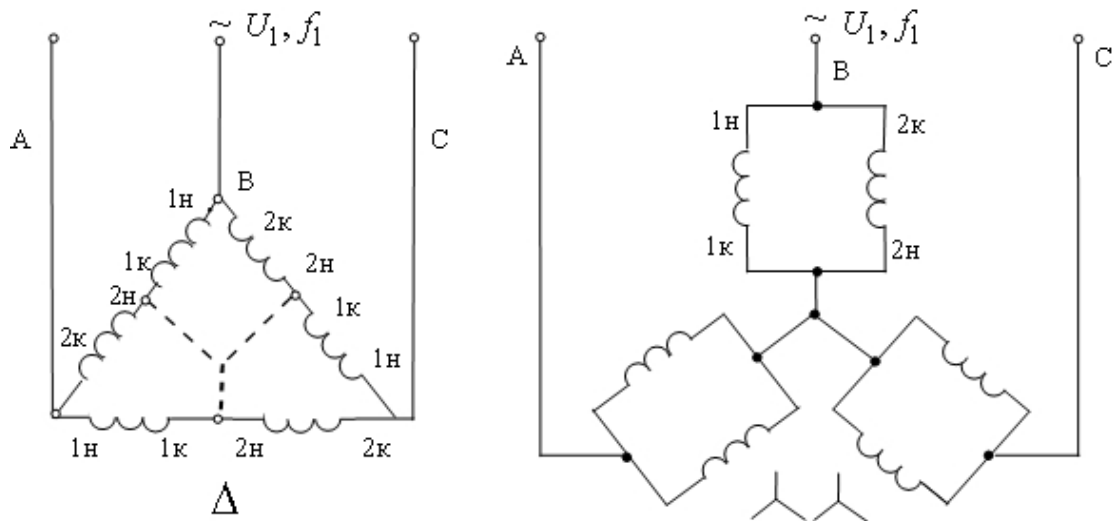


Рис. 5.12

При соединении в треугольник имеет место последовательное согласное включение ветвей фазы обмотки, что соответствует (рис. 5.11, а) $p_n = 2$, а при переключении на двойную звезду параллельное встречное соединение ветвей обмотки (рис. 5.11, в), что соответствует $p_n = p_{n1}/2 = 1$. Следовательно, ω_{02} в два раза выше, чем ω_{01} . Потребляемая мощность АД при номинальной нагрузке при соединении в треугольник равна

$$P_{1\Delta} = 3U_{1\Gamma} I_{1\Gamma} \cos \varphi ,$$

а при соединении в двойную звезду

$$P_{1\lambda/\lambda} = \frac{3U_1}{\sqrt{3}} 2I_{1\Gamma} \cos \varphi_{1\Gamma} = 3,46U_{1\Gamma} I_{1\Gamma} \cos \varphi .$$

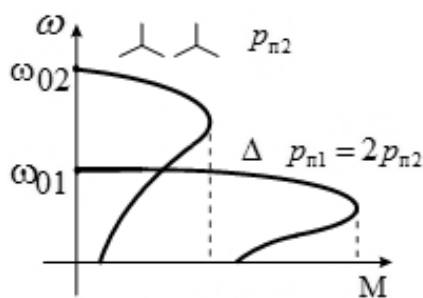


Рис. 5.13

Следовательно, потребляемая мощность при переключении обмоток с треугольника на двойную звезду изменяется незначительно. Поэтому механические характеристики АД при переключении с треугольника на двойную звезду соответствуют регулированию при постоянной мощности. При этом при увеличении ω_0 в два раза, критический и пусковой моменты уменьшаются в 2 раза (рис. 5.13).

Схема переключения обмоток статора АД со звезды на двойную звезду представлена на рис. 5.14. При соединении на звезду ветви фазы обмотки включены последовательно, согласно и образуют две пары полюсов $p_{n1} = 2$. При этом потребляемая мощность равна

$$P_{1\lambda} = 3 \frac{U_1}{\sqrt{3}} I_1 \cos \varphi_1 = \sqrt{3} U_1 I_1 \cos \varphi_1.$$

Следовательно, при переключении со звезды на двойную звезду как скорость, так и потребляемая мощность увеличивается в 2 раза. Это значит, что в этом случае регулирование осуществляется при постоянном моменте.

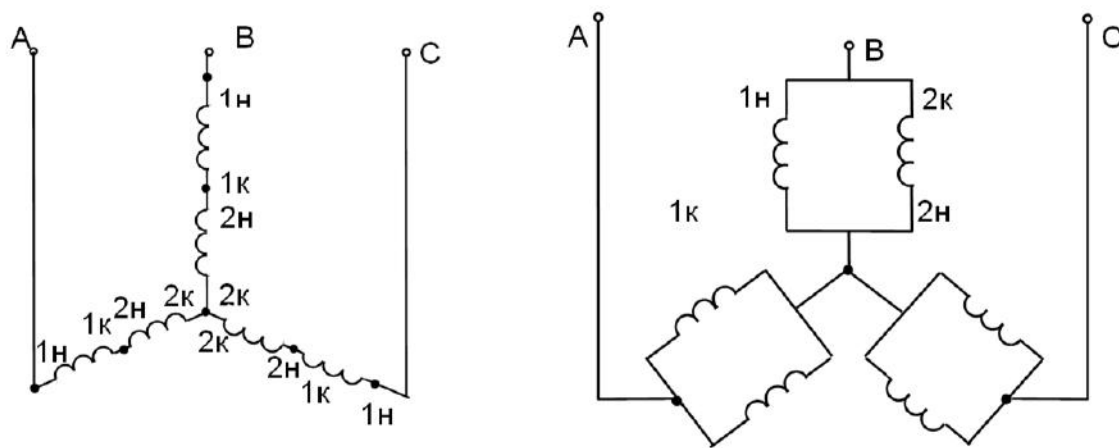


Рис. 5.14

Механические характеристики представлены на рис. 5.15. Промышленностью выпускаются двухскоростные, трех- и четырехскоростные АД. Последние имеют две независимые обмотки статора на разное число пар полюсов, каждая из которых переключается по рассмотренным выше схемам.

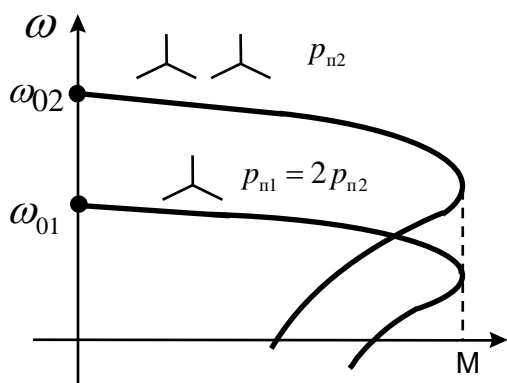


Рис. 5.15

Рассмотренный способ регулирования скорости АД достаточно экономичен, механические характеристики имеют высокую жесткость и достаточную перегрузочную способность [11].

К недостаткам следует отнести ступенчатость изменения скорости АД и небольшой диапазон ее регулирования, не превышающий 6–8.

5.5. Регулирование координат электропривода в системе «преобразователь напряжения – двигатель»

При изменении напряжения на обмотке статора АД с помощью преобразователя напряжения (рис. 5.16) изменяются значения текущего M и критического M_k момента, а синхронная скорость ω_0 и критическое скольжение S_k остаются неизменными, так как не зависят от $U_{1\phi}$

$$M = \frac{3U_{1\phi}^2 R'_2}{\omega_0 S \left[\left(R_1 + \frac{R'_2}{S} \right)^2 + X_{\Sigma}^2 \right]};$$

$$M_{\Sigma} = \pm \frac{3U_{1\phi}^2}{2\omega_0 (R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + X_{\Sigma}^2})};$$

$$S_{\Sigma} = \pm \frac{R'_2}{\sqrt{R_1^2 + X_{\Sigma}^2}}.$$

На рис. 5.17 представлены механические характеристики АД при регулировании $U_{1\phi}$.

Для регулирования трехфазного напряжения промышленной частоты наибольшее распространение получили тиристорные преобразователи напряжения (ТПН). На рис. 5.18 представлена силовая часть одной фазы ТПН для регулирования напряжения. На управляющие электроды тиристоров от СИФУ подаются импульсы управления, тиристоры $VS1$, $VS2$ открываются.

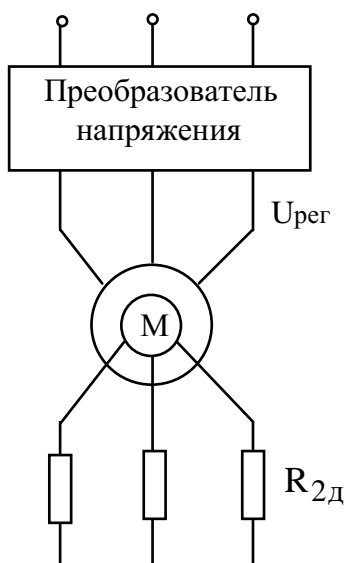


Рис. 5.16

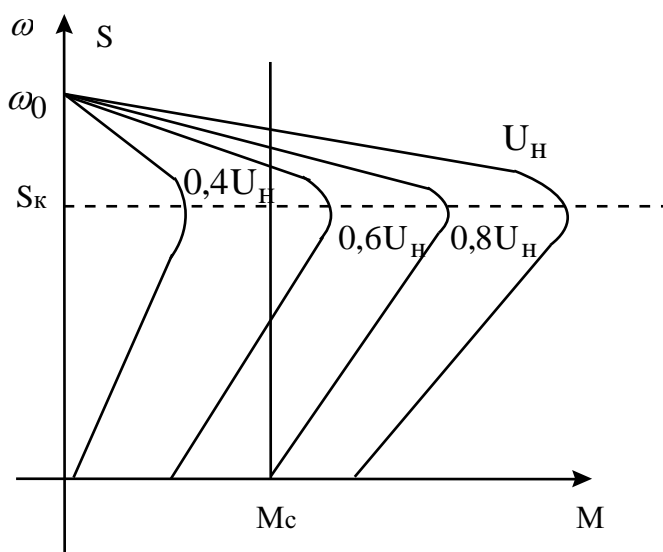


Рис. 5.17

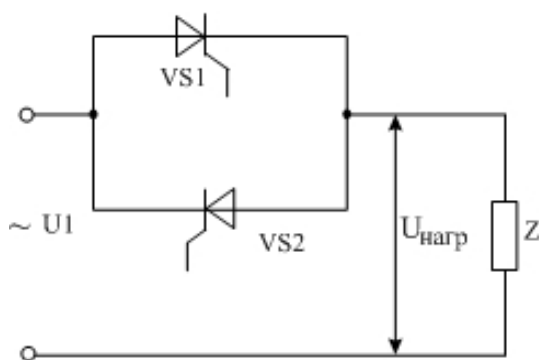


Рис. 5.18

При отсутствии сигналов с СИФУ $VS1$, $VS2$ закрыты и $U_{\text{нагр}} = 0$. Если подать импульсы от СИФУ на тиристоры в момент их естественного открытия (угол управления $\alpha = 0$), то тиристоры полностью открыты и напряжение на нагрузке $U_{\text{нагр}} = U_1$.

Если $\alpha \neq 0$, то к нагрузке прикладывается часть U_1 . При изменении α от 0 до π $U_{\text{нагр}}$ изменяется от 0 до U_1 .

Встречно-параллельным включением тиристоров обеспечивается работа поочередно каждого тиристора в течение одного полупериода напряжения сети. Вместо пары тиристоров может использоваться один симметричный тиристор (симистор). Трехфазная разомкнутая схема питания АД от ТПН представлена на рис. 5.19.

При увеличении угла управления α амплитуда 1 гармоника напряжения $U_{1\phi}$ уменьшается. Напряжение (регулируемое) несинусоидально, высшие гармоники создают дополнительные потери (20–30 %), хотя мало влияют на момент. Механические характеристики имеют малую жесткость, так как M_k падает с увеличением угла управления α , а скорость резко изменяется, как это показано на рис. 5.20.

Если двигатель работает в точке 1 при $\alpha = 75^\circ$, то при увеличении нагрузки до M_{c2} двигатель затормозится, так как $M < M_{c2}$. В этом случае необходимо изменить угол α до 60° , и двигатель будет работать в точке 2, где $M = M_{c2}$ при скорости ω_2 .

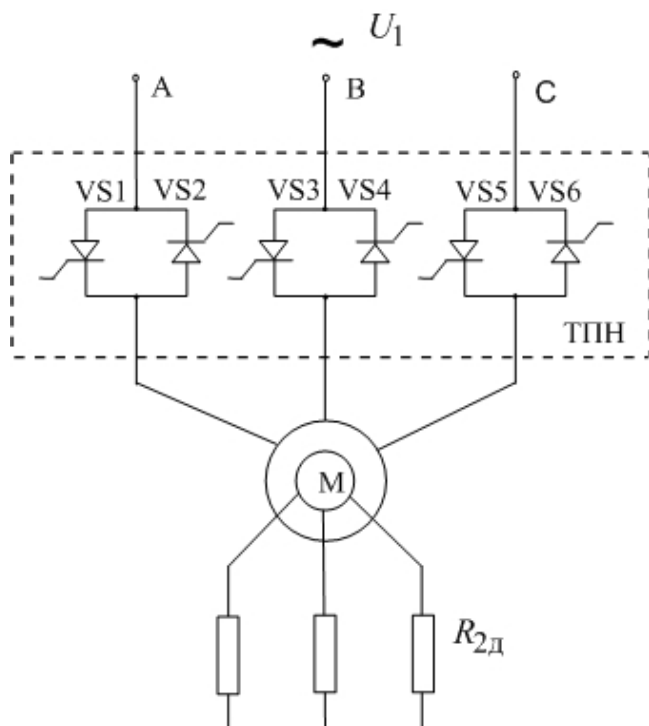


Рис. 5.19

Значит, при изменении нагрузки M_c нужно регулировать α (угол управления). Это достигается в замкнутых системах автоматически с помощью обратной связи по скорости. Схема замкнутой системы ТПН–АД представлена на рис. 5.21.

В схеме 3 пары встречно-параллельного соединения тиристоров $VS1–VS6$, управляющие электроды которых подсоединены к СИФУ, которая осуществляет подачу импульсов со сдвигом в зависимости от сигнала управления U_y .

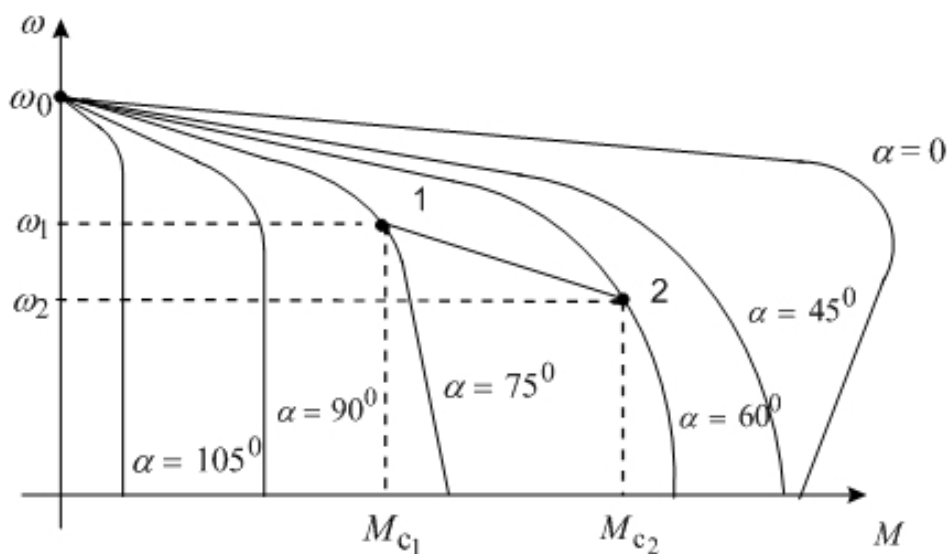


Рис. 5.20

ЭДС тахогенератора $e_{тг} = \gamma\omega$, напряжение задающего сигнала $U_{з.с.}$. Сигнал управления $U_y = U_{з.с.} - \gamma\omega$ поступает на вход СИФУ. Если при скорости ω_1 $e_{тг} = \gamma\omega_1$, то $U_y = U_{з.с.} - \gamma\omega_1$ и СИФУ дает угол управления $\alpha = 75^\circ$, то при $M_{с1}$ АД работает в точке 1 на механической характеристике (рис. 5.20). При увеличении нагрузки $M_{с2}$ скорость изменится до ω_2 , $e_{тг} = \gamma\omega_2$, $U_y = U_{з.с.} - \gamma\omega_2$ и СИФУ даст угол управления $\alpha = 60^\circ$, то АД будет работать в точке 2.

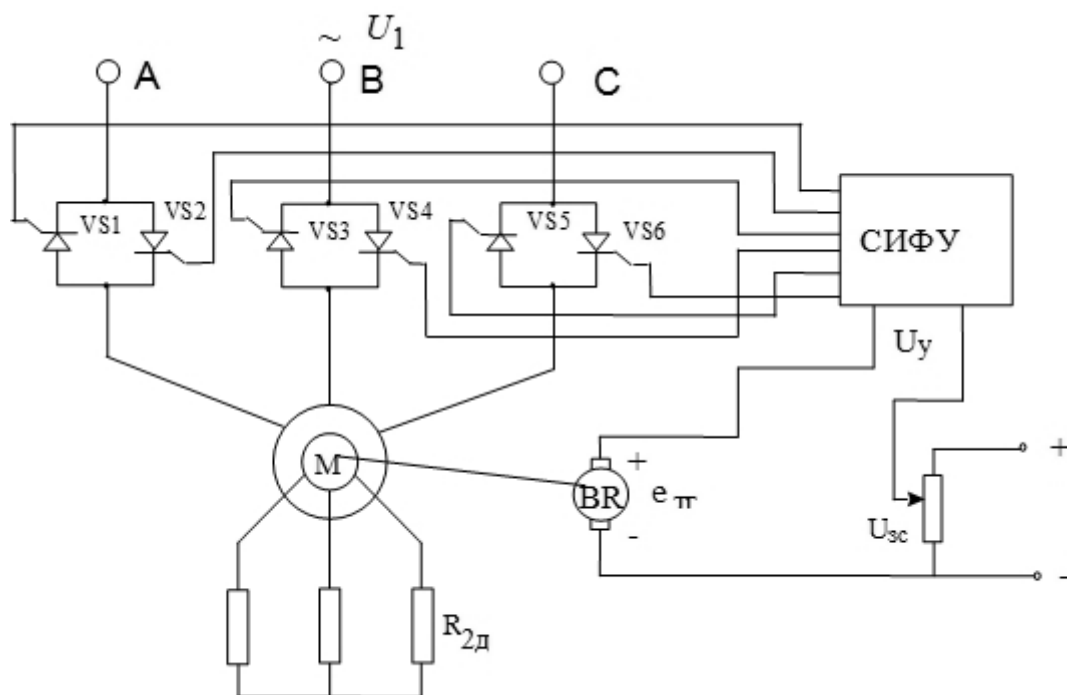


Рис. 5.21

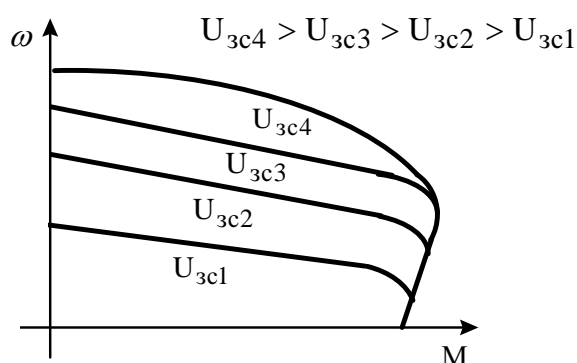


Рис. 5.22

Изменяя U_{zc} , можно получить семейство достаточно жестких механических характеристик (рис. 5.22).

Система обеспечивает большой диапазон регулирования скорости, но не позволяет проводить реверс АД.

Реверсивная система управления АД содержит пять пар

встречно-параллельно соединенных тиристоров (рис. 5.23).

Если от СИФУ поданы сигналы управления на тиристоры $VS1-VS2$, $VS3-VS4$, $VS5-VS6$, то напряжение с порядком чередования фаз ABC приложено к $C_1C_2C_3$ и АД вращается в прямом направлении. Если подать сигналы управления на $VS7-VS8$ и $VS9-VS10$ и оставить на $VS5-VS6$, но снять с $VS1-VS2$, $VS3-VS4$, то произойдет реверс (порядок чередования фаз будет BAC).

С помощью реверсивного ТПН можно обеспечить динамическое торможение АД. Для этого АД отключается от сети переменного тока и на две фазы подключается постоянный ток. Это достигается работой тиристоров $VS1-VS9$ и $VS8-VS4$ по схеме рис. 5.24.

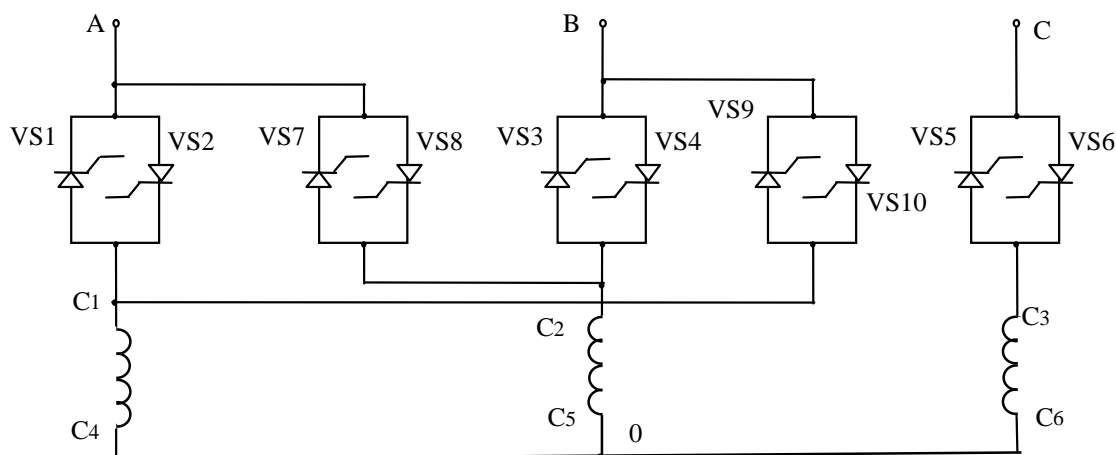


Рис. 5.23

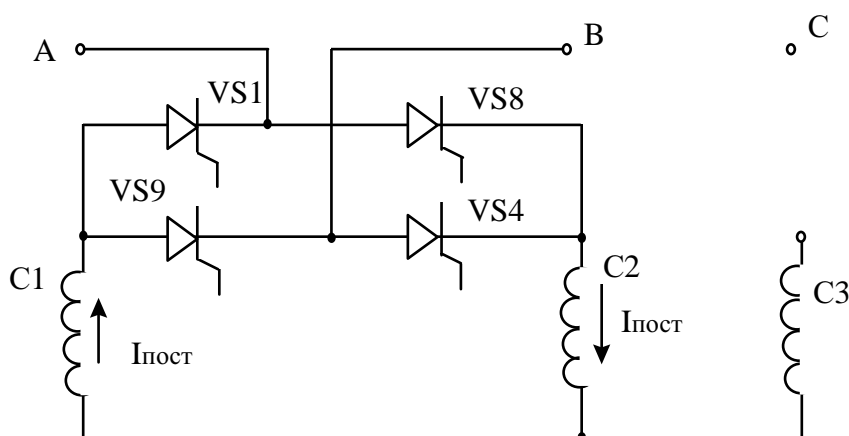


Рис. 5.24

Сигналы U_y от СИФУ подаются на тиристоры $VS1$, $VS4$; $VS9$, $VS8$, которые открываются, образуя однофазный управляемый выпрямительный мост, от которого постоянный, (выпрямленный) ток протекает по двум фазам обмотки статора АД, обеспечивая режим динамического торможения. На остальные тиристоры напряжение управления U_y от СИФУ не подаются и они закрыты. Следовательно, с помощью ТПН можно осуществить пуск, реверс, торможение и регулирование скорости, тока и момента.

Достоинства системы ТПН–АД – высокий диапазон регулирования скорости (до 10), жесткие характеристики при наличии обратных связей по скорости. Недостатки – большие потери в обмотке ротора при работе на низких скоростях, регулирование скорости – вниз от основной.

Механические характеристики АД при питании его от ТПН определяются выражением

$$M(S) = \left(\frac{U_1}{U_{1\text{н}}} \right)^2 M_{\text{ад}}(S), \quad (5.18)$$

где $M_{\text{гр}}(S)$ — момент на граничной характеристике при скольжении S , соответствующий углу управления тиристоров $\alpha = 0$; U_1 — 1-я гармоника напряжения.

Граничная характеристика при $R_{2\text{д}} = 0$ совпадает с естественной, так как $R_{\text{тпн}} \approx 0$.

При $R_{2\text{д}} \neq 0$ — граничная характеристика совпадает с реостатной. U_1 зависит от угла управления α и угла нагрузки θ , который определяется:

$$\theta = \arctg \frac{X_{\text{аа.у}}}{R_{\text{аа.у}}} = \arctg \frac{R'_2 / X_\mu S^2 + X_\epsilon}{R_1 R'_2 / (X_\mu S^2 + R'_2 / S + R_1)}, \quad (5.19)$$

где $X_{\text{дв.э}}$ и $R_{\text{дв.э}}$ — эквивалентные сопротивления фазы статора.

Следовательно, угол нагрузки зависит от скольжения, как это показано на рис. 5.25.

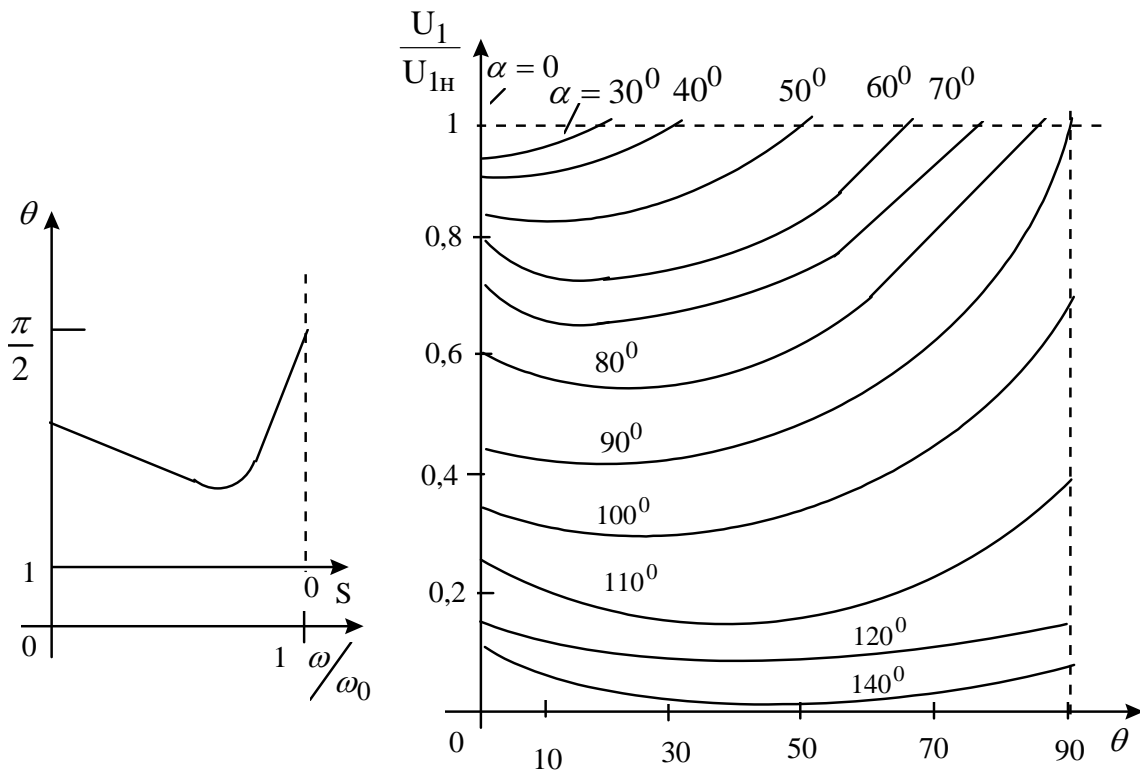


Рис. 5.25

Рис. 5.26

Расчет механической характеристики при питании его от ТПН производится следующим образом:

1. Задаются рядом значений скольжения S и по естественной или искусственной механическим характеристикам АД определяется для каждого из них $M_{гр}$.
2. По уравнению 5.19 определяется угол нагрузки θ для каждого значения S .
3. Для заданных угла управления ТПН α и угла нагрузки θ по кривым рис. 5.26 определяется относительное значение первой гармоники напряжения $U_1/U_{1н}$.
4. По формуле 5.18 определяются значения $M(S)$ и строится механическая характеристика АД при питании от ТПН.

5.6. Регулирование координат электропривода в системе «преобразователь частоты – двигатель» (ПЧ–АД)

Данный способ получил широкое распространение как способ регулирования синхронной скорости $\omega_0 = 2\pi f_1/p_n$. Способ обеспечивает плавное регулирование скорости в широком диапазоне как вверх, так и вниз от основной [10]. Так как не происходит увеличение S , потери скольжения невелики – способ экономичен. Однако для лучшего использования АД (высокие КПД, $\cos\varphi$, перегрузочная способность λ) необходимо одновременно с изменением f_1 изменять и U_1 . Закон изменения напряжения зависит от характера момента нагрузки. Основным критерий – сохранить перегрузочную способность λ при регулировании напряжения и частоты $\lambda = M_k/M_c = \text{const}$.

Подставив выражение M_k , пренебрегая R_1 и считая, что $X_k \cong f_1$; $\omega_0 \cong f_1$, получим:

$$\lambda = \frac{3U_{\hat{o}}^2}{2\omega_0 X_{\hat{e}} M_{\hat{n}}} = A \frac{U_{\hat{o}}^2}{f_1^2 M_{\hat{n}}}, \quad (5.20)$$

Следовательно, для любых значений f_1 (i, k) должно сохраняться соотношение

$$\frac{U_{\hat{o}i}^2}{(f_{1i}^2 M_{ci})} = \frac{U_{\hat{o}\hat{e}}^2}{(f_{1\hat{e}}^2 \hat{I}_{\hat{n}\hat{e}})},$$

откуда

$$\frac{U_{\hat{o}i}}{U_{\hat{o}\hat{e}}} = \frac{f_{1i}}{f_{1\hat{e}}} \sqrt{\frac{\hat{I}_{\hat{n}\hat{e}}}{M_{\hat{n}\hat{e}}}}. \quad (5.21)$$

При $M_c = \text{const}$ $U_\phi/f_1 = \text{const}$. При вентиляторной характеристике M_c $U_\phi/f_1^2 = \text{const}$. Если M_c обратно пропорционален скорости: $U_\phi/\sqrt{f_1} = \text{const}$.

При регулировании частоты вверх от f_1 , невозможно одновременно увеличивать U_1 свыше $U_{1н}$, следовательно, нельзя обеспечить $\lambda = \text{const}$, поэтому критический момент снижается, как это показано на рис. 5.27.

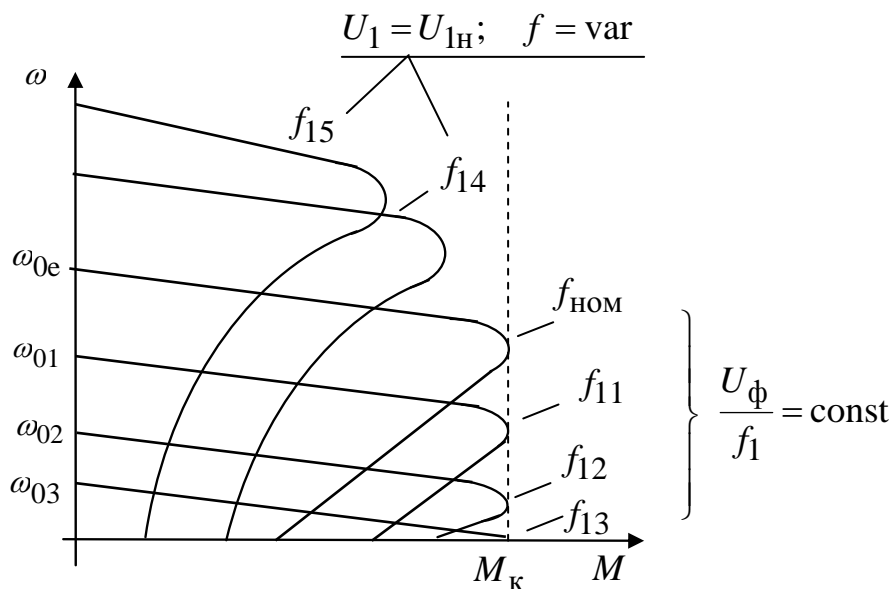


Рис. 5.27

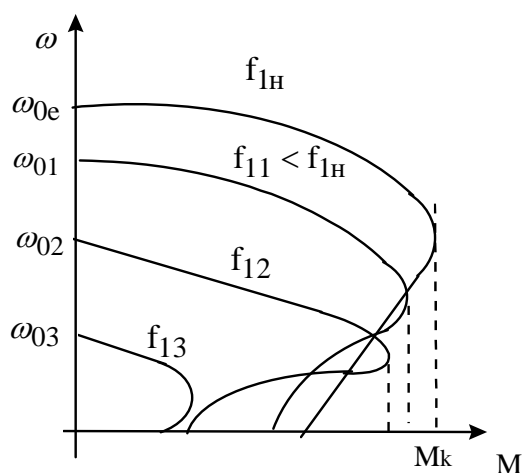


Рис. 5.28

Соотношение $U/f_1 = \text{const}$, справедливо, если пренебрегать R_1 , но при малых f_1 сопротивление R_1 становится сравнимым с $X_1 = 2\pi f_1 L_1$, поэтому не обеспечивается $\lambda = \text{const}$ и M_k уменьшается (рис. 5.28). Это объясняется тем, что при низких f_1 увеличивается из-за влияния R_1 падение напряжения IR_1 и уменьшается ЭДС и поток, а следовательно, и M_k .

Для того чтобы этого избежать, необходимо с уменьшением f_1 снижать U_1 в меньшей степени, то есть $U_1/f_1 \neq \text{const}$.

Таким образом, для регулирования координат АД данным способом необходимы преобразователи частоты и напряжения. Преобразователи частоты и напряжения делятся на:

- 1) электромашинные (вращающиеся);
- 2) статические преобразователи.

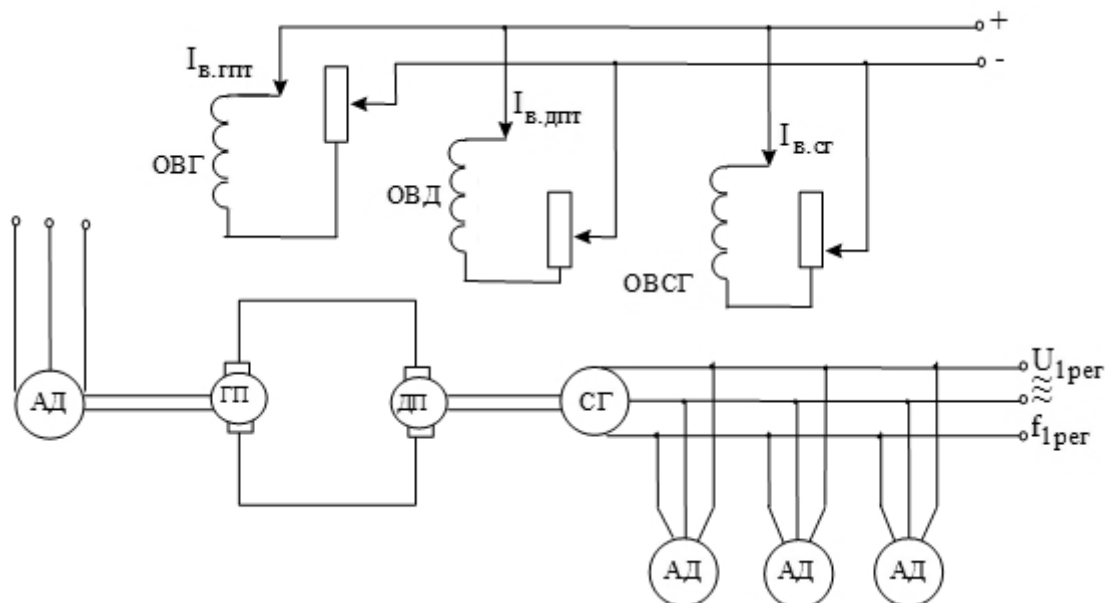


Рис. 5.29

На рис. 5.29 представлен электромашинный преобразователь частоты с синхронным генератором СГ, который обеспечивает регулирование частоты и напряжения.

При изменении $I_{в.гпт}$ изменяется $U_{дпт}$, при изменении $I_{в.дпт}$ изменяется $\Phi_{дпт}$, следовательно, в широких пределах регулируется $\omega_{сг}$ и, как следствие, частота $f_{1рег}$.

При изменении $I_{в.сг}$ изменяется $U_{1рег}$.

Основным недостатком данного способа является двойное преобразование энергии: (переменного тока в постоянный ток, затем в переменный ток регулируемый), что приводит к большим потерям и обеспечивает низкий КПД системы, громоздкость, шум и механическую инерционность.

Этих недостатков лишены статические преобразователи, которые делятся на 2 группы:

1. ПЧ без звена постоянного тока с непосредственной связью питающей сети с нагрузкой.
2. ПЧ с промежуточным звеном постоянного тока (двухзвенные ПЧ).

5.7. Преобразователь частоты без звена постоянного тока

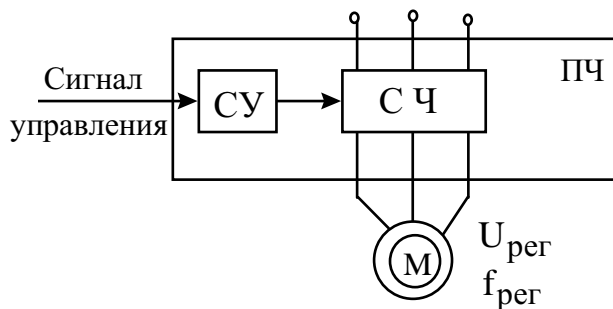


Рис. 5.30

Блок-схема ПЧ представлена на рис. 5.30: СЧ – силовая часть; СУ – схема управления.

В СЧ входят тиристоры и согласующие трансформаторы.

Электрическая схема ПЧ (рис. 5.31) содержит 3 группы тиристоров, в каждой группе по 6 тиристоров: три из которых под-

ключены анодами, три – катодами к фазам вторичной обмотки трансформатора T . Каждая фаза работает независимо, подключение фазы нагрузки (АД) производится между фазой и нулевым проводом (нулевая схема).

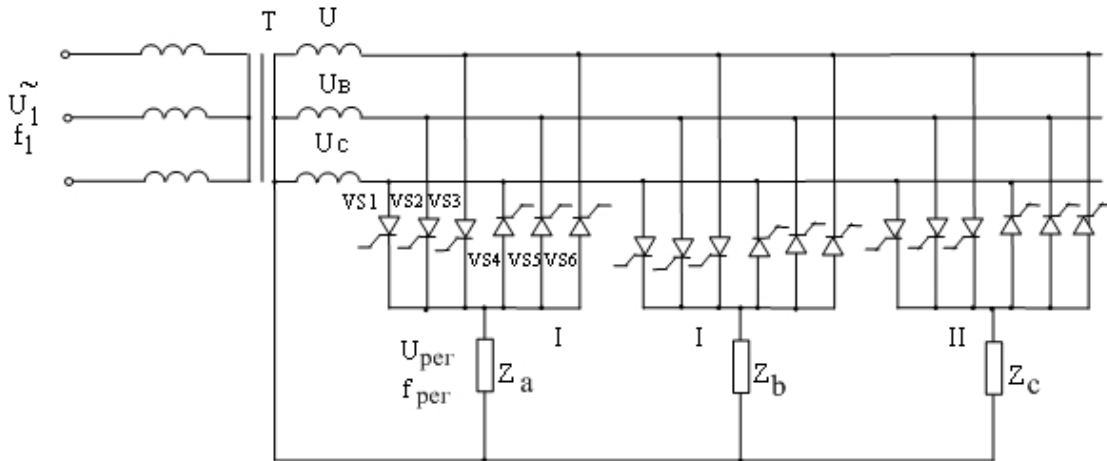


Рис. 5.31

Рассмотрим работу группы тиристоров I (фаза A , Z_a). Если управляющие импульсы от СУ не подаются, то тиристоры закрыты и напряжение на нагрузке Z_a равно нулю.

Если подать в момент t_1 импульс на $VS1$ (в момент открытия) в t_2 на $VS2$, в t_3 на $VS3$, то на Z_a приложено выпрямленное напряжение с пульсациями U_{Z_a} . Если снять импульсы и подать в t_5 на $VS6$, в t_6 на $VS4$, в t_7 на $VS5$ на Z_a будет приложено пульсирующее напряжение обратной полярности – U_{Z_a} , как это показано на рис. 5.32.

Следовательно, на нагрузке Z_a образуется напряжение переменного тока с периодом $T_{\text{рег}}$ и частотой $f_{\text{рег}} = 1/T_{\text{рег}}$, которая значительно меньше частоты питающего напряжения f_1 . Из рис. 5.32, б видно, что

$$\frac{\dot{O}_{\text{ддд}}}{2} = \frac{\dot{O}_1}{2} + h \frac{T_1}{3} \quad \text{еёё} \quad \dot{O}_{\text{ддд}} = \dot{O}_3 + 2 \cdot h/3,$$

где $h = 0, 1, 2, 3 \dots$ – число открываемых тиристоров в группе за вычетом одного.

Тогда $f_{\text{пер}} = 1/T_{\text{пер}} = 3f_1/(3 + 2h)$ – для трехфазного напряжения;
 $f_{\text{пер}} = m_1 f_1/(m_1 + 2h)$ – для m -фазного напряжения.

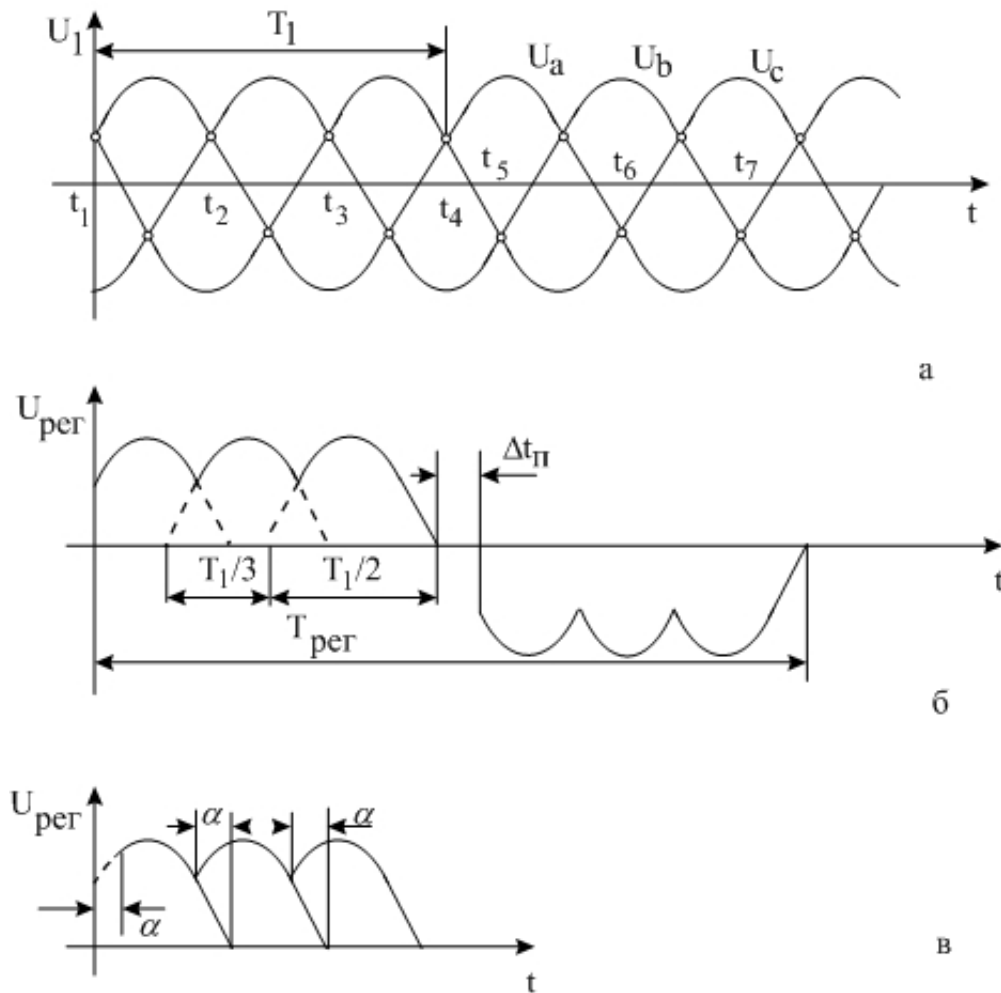


Рис. 5.32

Например, при $f_1 = 50$ Гц и числе открываемых тиристоров за вычетом одного h

h	2	3	4	5	6	7	8
$f_{\text{пер}}, \text{Гц}$	21,4	16,7	13,6	11,5	10	8,8	7,9

имеем ступенчатое изменение регулируемой частоты. Если между моментом снятия управляющих импульсов с тиристоров $VS1-VS3$ и подачей на тиристоры $VS4-VS6$ ввести временную задержку – паузу $\Delta t_{\text{п}}$, то выходная частота:

$$f_{\text{оаа}} = \frac{m_1 f_1}{m_1 + 2h + \Delta t_{\text{п}} f_1}. \quad (5.22)$$

Значит, плавно регулируя паузу Δt_n , можно плавно регулировать частоту $f_{\text{рег}}$.

Если управляющие импульсы подавать на тиристоры не в момент их естественного открытия ($t_1, t_2, t_3 \dots$), а с задержкой (угол управления не равен нулю ($\alpha \neq 0$)), то можно регулировать напряжение на нагрузке $U_{\text{рег}}$. Действующее значение регулируемого напряжения зависит от угла управления α

$$U_{\text{д\ddot{a}ä}} = \frac{\sqrt{2}m_1 U_{\delta} \sin \frac{\pi}{m_1} \cos \alpha}{\pi}. \quad (5.23)$$

Максимальное значение $U_{\text{рег}}$ при $\alpha = 0$ равно

$$U_{\text{д\ddot{a}ä.max}} = \sqrt{2} \frac{m_1}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_1} U_{\delta}.$$

Таким образом, рассмотренный преобразователь позволяет регулировать частоту и напряжение в широких пределах. Недостаток схемы — наличие нулевого провода.

5.8. Преобразователь частоты с промежуточным звеном постоянного тока

Блок-схема представлена на рис. 5.33: УВ — управляемый выпрямитель; УИ — управляемый инвертор; СУУВ — схема управления УВ; СУУИ — схема управления УИ.

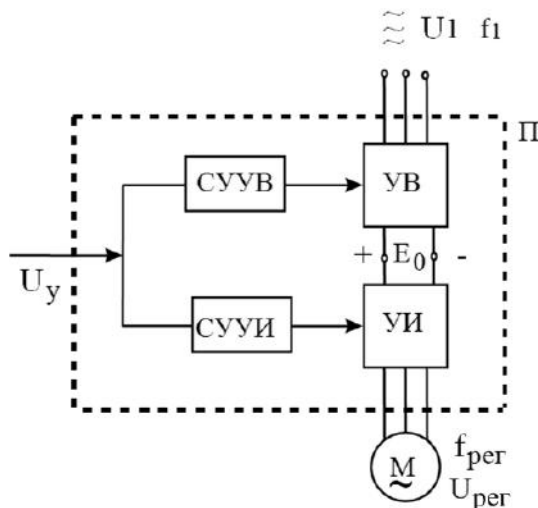


Рис. 5.33

С помощью СУУВ выпрямленное напряжение можно регулировать в широких пределах. Выпрямленное и регулируемое напряжение E_0 подается на вход инвертора УИ, который преобразует напряжение постоянного тока E_0 в трехфазное переменное напряжение $U_{\text{рег}}$ регулируемой частоты $f_{\text{рег}}$, которая задается СУУИ в зависимости от сигнала управления. Принцип получения регулируемой частоты УИ рассмотрим по схеме рис. 5.34.

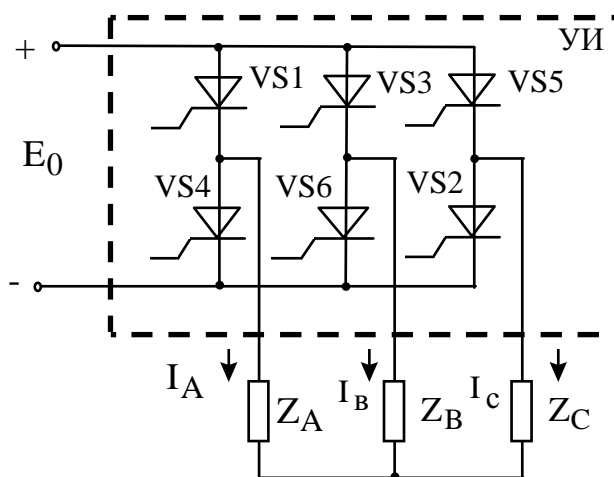


Рис. 5.34

Тиристоры $VS1-VS6$ собраны по мостовой схеме, могут открываться от сигналов схемы управления СУУИ в требуемой последовательности и на любой отрезок времени.

Чаще используется продолжительность включения тиристоров (продолжительность открытого состояния тиристоров)

$$\lambda = \frac{1}{2} T_{\text{о.а.а}} \quad \text{и} \quad \lambda = \frac{1}{3} T_{\text{о.а.а}}$$

Сдвиг моментов открытия тиристоров в схеме рис. 5.34 составляет $1/6 T_{\text{пер}} = 60^\circ$. В каждый момент времени включены 3 тиристора из 6. Допустим, $\lambda = 1/2 T_{\text{пер}}$.

Фазные токи, протекающие через Z_A, Z_B, Z_C , представлены на диаграмме (рис. 5.35). На интервалах I, II, III токи проходят через сопротивления Z_A, Z_B, Z_C , как это показано на рис. 5.36, и создают падения напряжения $E_0/3$ или $2E_0/3$.

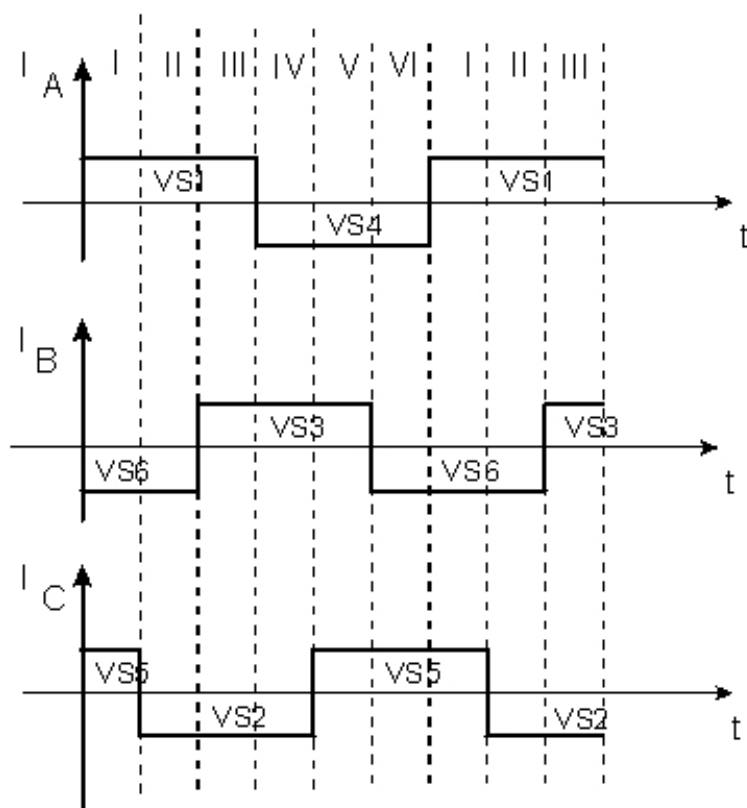


Рис. 5.35

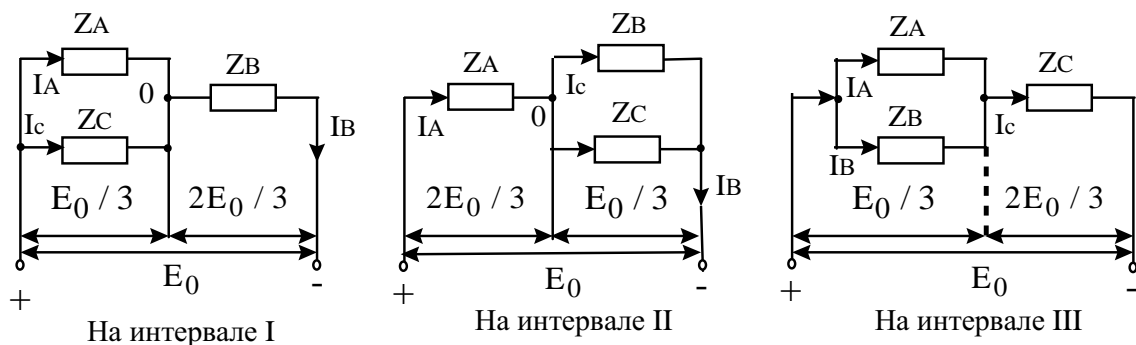


Рис. 5.36

Построим графики напряжения на фазах нагрузки U_A ; U_B ; U_C (рис. 5.37).

Следовательно, фазы нагрузки питаются переменным напряжением, максимумы $U_{\Phi A, \max}$, $U_{\Phi B, \max}$, $U_{\Phi C, \max}$ сдвинуты на 120° ($2 \times 60^\circ$) (на треть периода регулируемой частоты).

Таким образом, на выходе управляемого инвертора создается переменное трехфазное напряжение несинусоидальной формы.

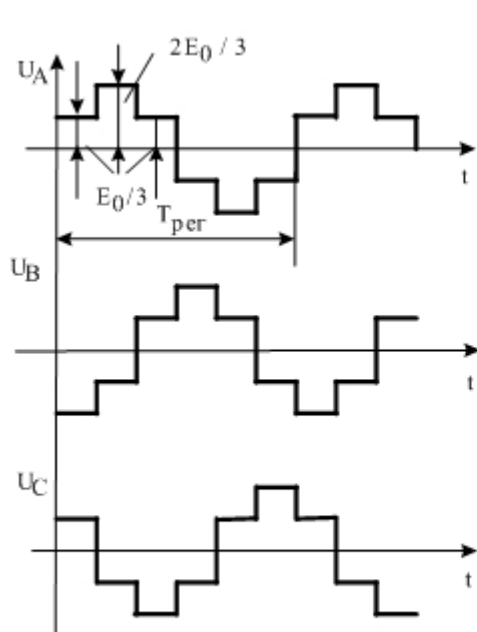


Рис. 5.37

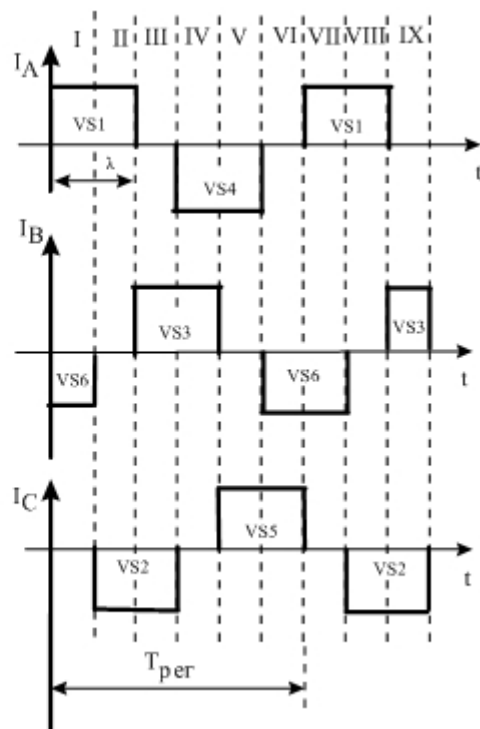


Рис. 5.38

Если продолжительность открытого состояния каждого тиристора будет $\lambda = T_{\text{per}}/3$, то в каждый интервал времени открыты лишь два тиристора.

Диаграмма фазных токов представлена на рис. 5.38, из которой следует, что на каждом интервале времени две фазы нагрузки последо-

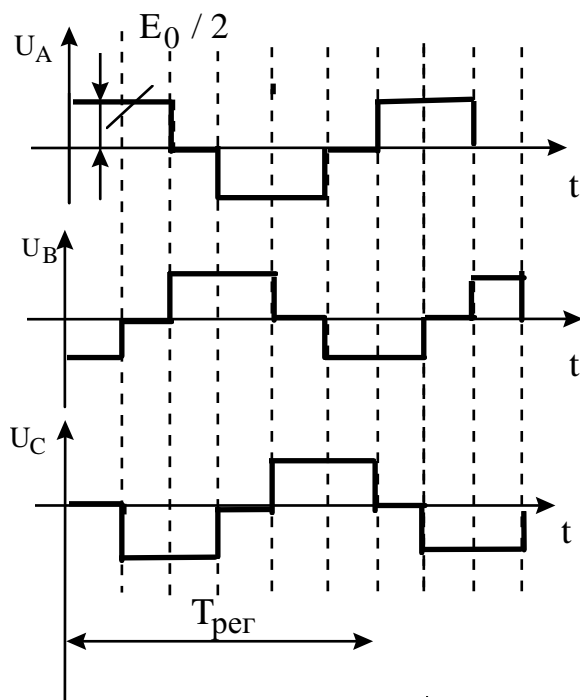


Рис. 5.39

вательно включены на напряжение E_0 , а третья фаза отключена. Тогда напряжение на каждой из последовательно соединенных фаз равно $E_0/2$, а на третьей $E = 0$ (рис. 5.39).

В зависимости от способа коммутации тока вентиля инверторы делятся на ведомые сети и автономные. В первых — коммутация тока с вентиля на вентиль обеспечивается напряжением переменного тока источника питания. В автономных инверторах используются схемы с L и C . В ЭП с частотным управлением используются автономные инверторы.

Автономные инверторы делятся на инверторы напряжения АИН и тока АИТ.

Схема ПЧ со звеном постоянного тока и АИН

АИН имеет в качестве источника питания источник напряжения. Если АИН питается от управляемого выпрямителя (рис. 5.40), то на выходе устанавливается конденсатор большой емкости, тогда АИН имеет жесткую внешнюю характеристику, т. е. с изменением тока нагрузки напряжение не изменяется. При использовании АИН управляющими воздействиями на АД является частота и напряжение.

Управляемый выпрямитель УВ образуют тиристоры $VS7-VS12$. На выходе УВ фильтр L_0 и C_0 , обеспечивающий вместе с диодами $VD7-VD12$ циркуляцию реактивной мощности. Тиристоры $VS1-VS6$ образуют управляемый инвертор для регулирования частоты. Конденсаторы C и индуктивности L вместе с диодами $VD1-VD6$ образуют цепи искусственной коммутации, обеспечивая закрытие основных тиристоров $VS1-VS6$ в нужный момент. Для получения жестких статических и динамических характеристик электропривода с АИН применяются обратные связи по скорости, магнитному потоку или их сочетание.

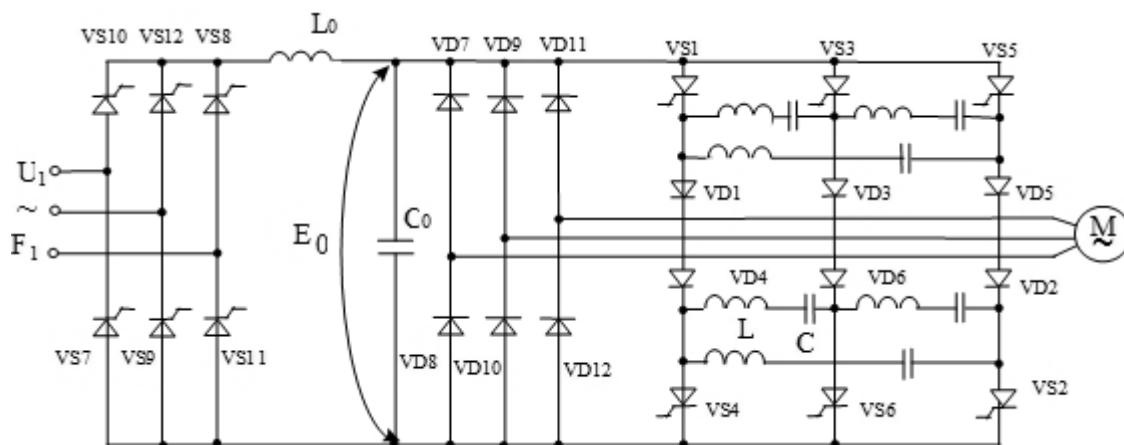


Рис. 5.40

Широко применяется частотно-токовое управление АД. Для этого используется АИТ, позволяющий регулировать ток статора и частоту.

Схема асинхронного электропривода с АИТ

АИТ обладают свойствами источника тока, питание их осуществляется от источника тока. Если АИТ питается от управляемого выпрямителя, на его выходе устанавливается дроссель с большой индуктивностью. При использовании АИТ управляющими воздействиями на АД являются частота и ток статора. На рис. 5.41 представлена замкнутая система частотно-токового управления АД с АИТ.

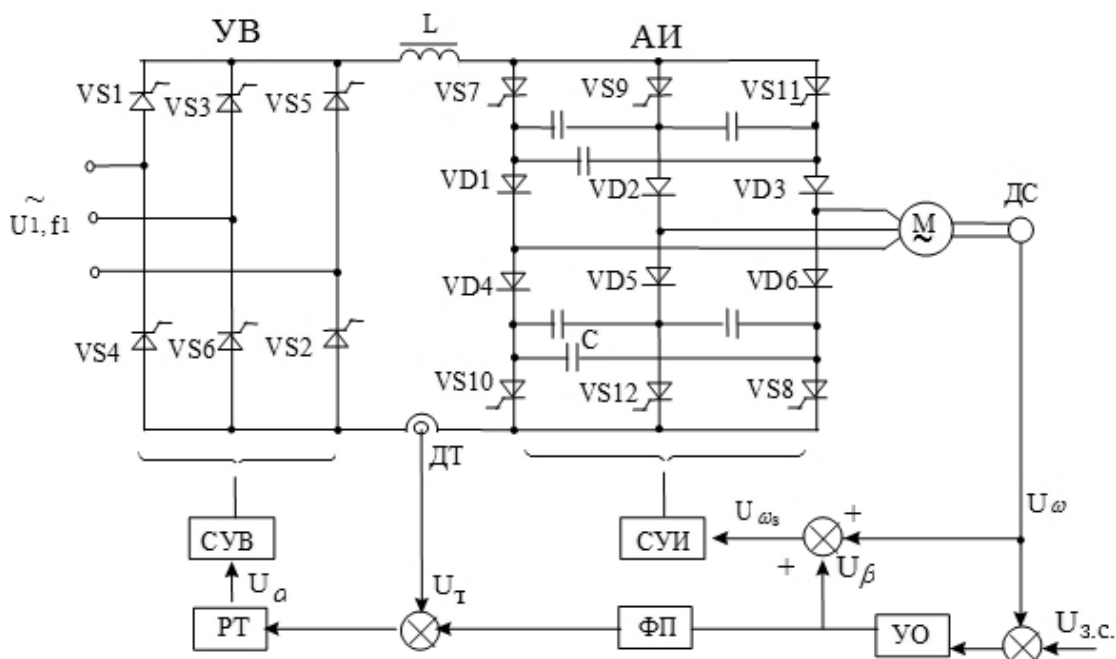


Рис. 5.41

СУВ – схема управления тиристорами УВ; СУИ – схема управления тиристорами АИТ; РТ – регулятор тока статора; ДТ – датчик тока статора; ДС – датчик скорости; УО – усилитель-ограничитель; ФП – функциональный преобразователь; $U_{3.c}$ – задающий сигнал – определяет частоту переключения тиристоров АИТ $VS7-VS12$ и частоту тока статора АД. Из $U_{3.c}$ вычитается сигнал обратной связи по скорости U_ω – получается сигнал $U_\beta = U_{3.c} - U_\omega$, пропорциональный относительной частоте ротора $\beta = f_2/f_{1ном}$, (β – абсолютное скольжение), $\beta = f_1/f_{1ном} S$.

Сигнал U_β , пройдя через УО вместе с сигналом U_ω , поступает на выход СУИ. Частота на выходе СУИ определяется сигналом $U_{\omega s} = U_\omega + U_\beta$. СУИ настроена так, что пока УО работает в линейной зоне, частота на выходе АИТ постоянна и не зависит от нагрузки ($U_\omega = U_{3.c}$). Двигатель имеет жесткие механические характеристики.

Сигнал U_β после прохождения через ФП является также задающим сигналом для контура регулирования тока. Так как U_β пропорционален абсолютному скольжению, то и ток АД при всех частотах будет пропорционален U_β .

При перегрузке или резких изменениях $U_{3.c}$ УО входит в зону ограничения выходного сигнала $U_\beta = \text{const}$, ограничивая ток. Двигатель работает при любой скорости в этом режиме при постоянных значениях тока и абсолютного скольжения, то есть механическая характеристика становится абсолютно мягкой (рис. 5.42).

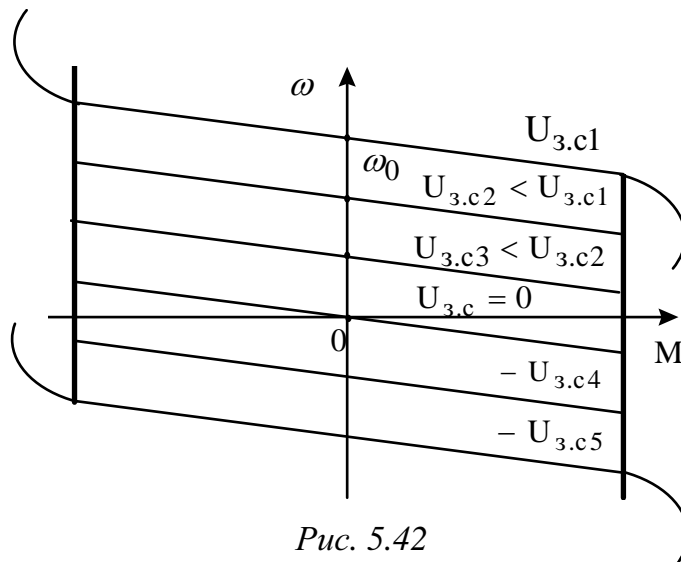


Рис. 5.42

При торможении АД с рекуперацией энергии в сеть АИТ переходит в режим выпрямителя, а УВ – в режим ведомого сетью инвертора. В ПЧ со звеном постоянного тока используются инверторы с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), которые позволяют широкое регулирование напряжения и частоты

и обеспечивают выходной ток синусоидальной формы. При использовании инверторов с ШИМ в схеме ПЧ может быть применен неуправляемый выпрямитель.

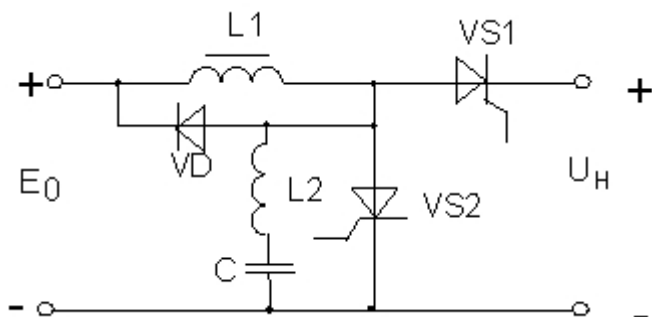


Рис. 5.43

В этих ПЧ используются также широтно-импульсные регуляторы напряжения (ШИР), которые устанавливаются между источником постоянного тока и инвертором. Схема ШИР позволяет обеспечить широкий диапазон регулирования напряжения

во всем диапазоне регулирования частоты. Схема ШИР напряжения представлена на рис. 5.43: $VS1$ — основной тиристор; $VS2$ — вспомогательный тиристор; L_1 — ограничивающий реактор; L_2 — C — коммутирующий контур; VD — неуправляемый диод.

При подаче от СИФУ импульса управления на $VS1$ он открывается и к нагрузке прикладывается напряжение источника питания E_0 . Для отключения нагрузки от источника питания подается импульс на $VS2$ и снимается с $VS1$, после чего с помощью контура коммутации L_2C тиристор $VS1$ закрывается. Среднее напряжение на нагрузке пропорционально скважности γ включения тиристора $VS1$.

Таким образом, в широких пределах регулируется напряжение.

В разомкнутых системах ПЧ—АД диапазон регулирования скорости составляет 5—10, а в замкнутых (с обратными связями) достигает 1000 и более. Применение ПЧ—АД: высокоскоростные системы (электрошпиндели, вентиляторы аэротруб и т. д.).

5.9. Регулирование скорости АД в каскадных схемах включения

В мощных электроприводах с АД потери скольжения

$$\Delta P_2 = M \omega_0 S$$

значительны, поэтому необходимо использовать энергию скольжения для совершения полезной работы. Первые схемы, где использовалась энергия скольжения, были соединения АД с другими машинами и назывались каскадными. В настоящее время энергию скольжения можно использовать без дополнительных машин, а с помощью полупроводниковых схем. Они также называются каскадными.

Каскадные схемы включения позволяют при регулировании скорости полезно использовать энергию скольжения. Различают схемы электрического и электромеханического каскадов. В электрическом каскаде (рис. 5.44, а) преобразователь преобразует мощность скольжения ΔP_2 при частоте $f_2 = f_1 S$ в мощность $P_{эл.с}$ при f_1 и U_1 и отдает ее в сеть $P_{эл.с} = \Delta P_2 - \Delta P_{2эл.} - \Delta P_{\pi.}$

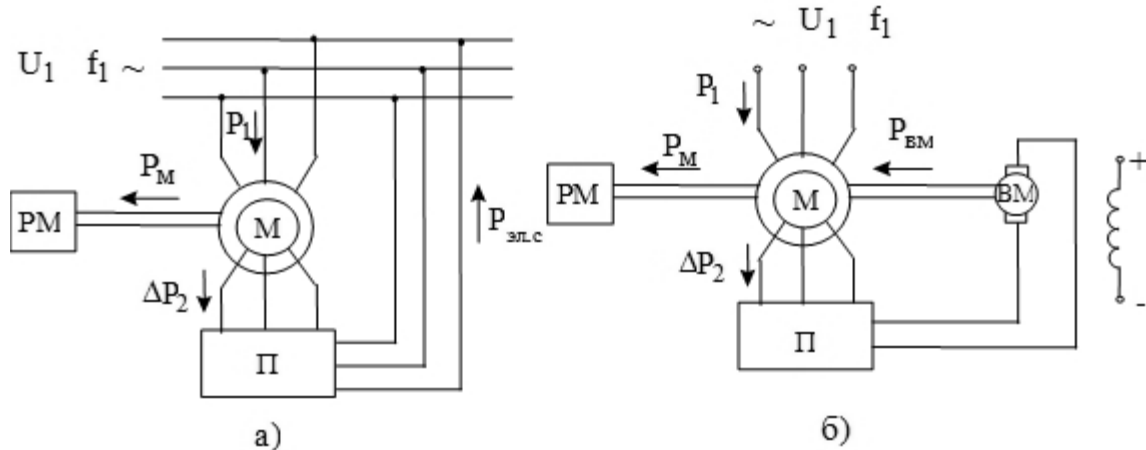


Рис. 5.44

В электромеханическом каскаде (рис. 5.44, б) мощность скольжения за вычетом потерь в роторе, преобразователе и вспомогательной машине поступает на вал в виде механической мощности $P_{ВМ}$:

$$P_{\text{в}} = \Delta P_2 - \Delta P_{\text{р}} - \Delta P_{\text{2эл}} - \Delta P_{\text{в}}.$$

Если пренебречь потерями в каскадной схеме, то на вал поступает от АД мощность $P_{\text{м}} = P_2 = M\omega$ и от ВМ мощность $P_{\text{ВМ}} = \Delta P_2 = M\omega_0 S$. Суммарная мощность на валу

$$P_{\Sigma} = P_{\text{м}} + P_{\text{в}} = M\omega + M\omega_0 S = M\omega_{\Sigma},$$

поэтому такие каскады называются каскадами постоянной мощности.

Каскады бывают: а) машинные; б) машинно-вентильные; в) вентильные.

Машинно-вентильные каскады, в свою очередь, могут быть электромеханическими (рис. 5.45) и электрическими (рис. 5.46).

Регулирование скорости машинно-вентильных каскадов происходит за счет изменения $E_{\text{ВМ}}$ регулированием тока возбуждения $I_{\text{В}}$.

При увеличении $I_{\text{В}}$ увеличится $E_{\text{ВМ}}$ и уменьшится выпрямленный ток I_d :

$$I_d = \frac{E_{\text{а}} - E_{\text{в}}}{R_{\Sigma}}.$$

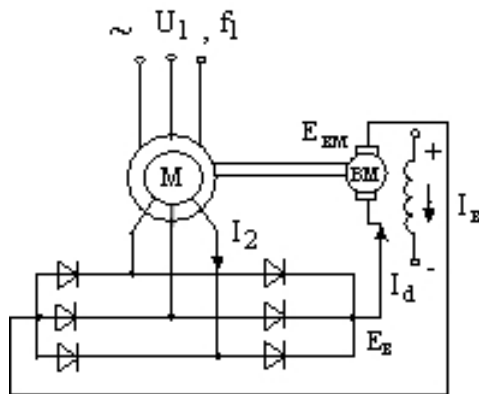


Рис. 5.45

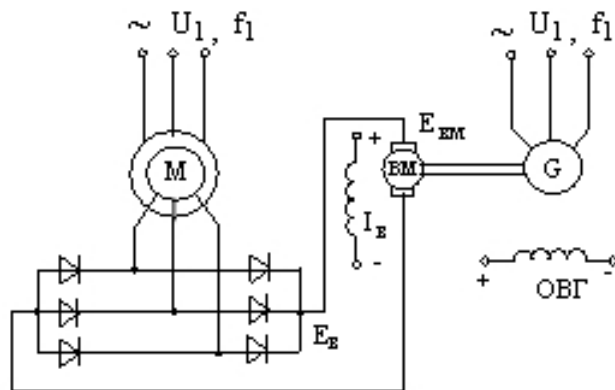


Рис. 5.46

Уменьшение выпрямленного тока I_d и тока I_2 вызовет уменьшение момента, в результате скорость АД начнет снижаться, а $E_2' = E_{2к} S$ и S начнут возрастать. Это приведет к увеличению тока I_2 и момента АД. Двигатель АД начнет работать при более низкой скорости с требуемым моментом.

Механические характеристики электромеханического и электрического каскадов представлены на рис. 5.47, 5.48.

Машинно-вентильный электрический каскад можно заменить на статический ПЧ с выпрямителем В и инвертором И. Такой электрический каскад называется асинхронно-вентильным каскадом (рис. 5.49), механические характеристики которого подобны характеристикам каскада постоянного момента (рис. 5.48). Такие каскадные схемы наиболее экономичны, позволяют регулировать скорость как вниз, так и вверх от синхронной и называются установками с двухзонным регулированием.

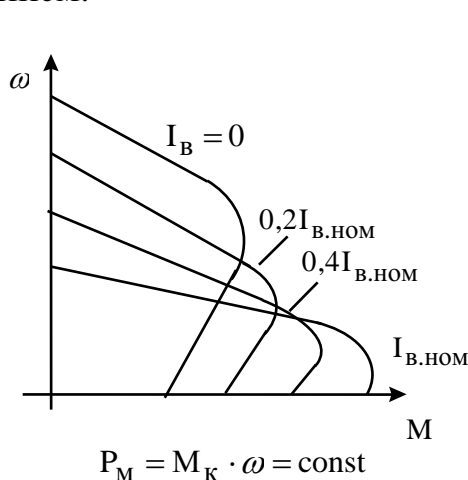


Рис. 5.47. Каскад постоянной мощности

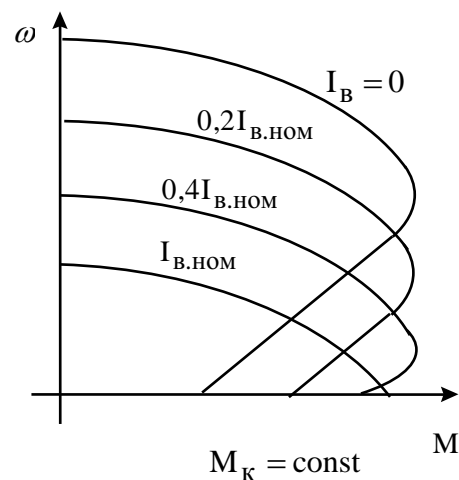


Рис. 5.48. Каскад постоянного момента

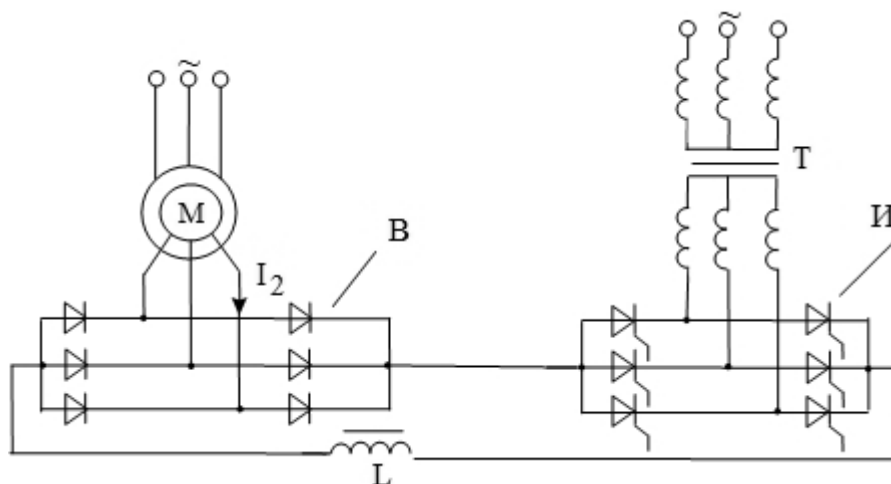


Рис. 5.49

5.10. Импульсный способ регулирования координат АД

Сущность данного способа регулирования заключается в импульсном (периодическом) изменении параметров силовой цепи, в частности, подводимого напряжения U_1 , добавочных сопротивлений в цепи ротора $R_{2д}$ или статора $R_{1д}$.

Принцип импульсного регулирования скорости АД рассмотрим на схеме рис. 5.50, где добавочное сопротивление $R_{2д}$ замыкается накоротко ключом К в каждой фазе ротора.

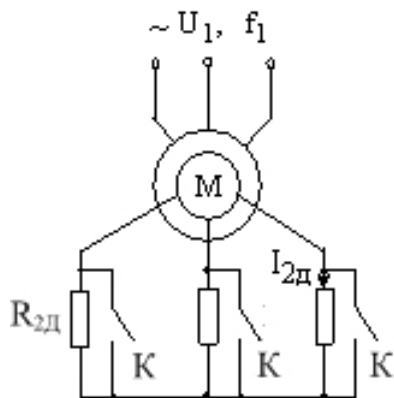


Рис. 5.50

На рис. 5.51 представлены механические характеристики АД (1, 2) и производственного механизма (3), а также диаграммы изменения скорости ω при различных режимах работы ключей, шунтирующих $R_{2д}$. При замкнутых ключах К сопротивление $R_{2д} = 0$, что соответствует естественной механической характеристике АД (кривая 1), при разомкнутых К $R_{2д} \neq 0$, что соответствует искусственной механической характеристике (кривая 2).

Если принять t_0 — время открытого (разомкнутого) состояния ключа, t_3 — время закрытого (замкнутого) состояния ключа, а период цикла $T = t_3 + t_0$, то скважность $\gamma = t_3/T$ будет определять величину сопротивления $R_{2д}$ и характер механической характеристики АД.

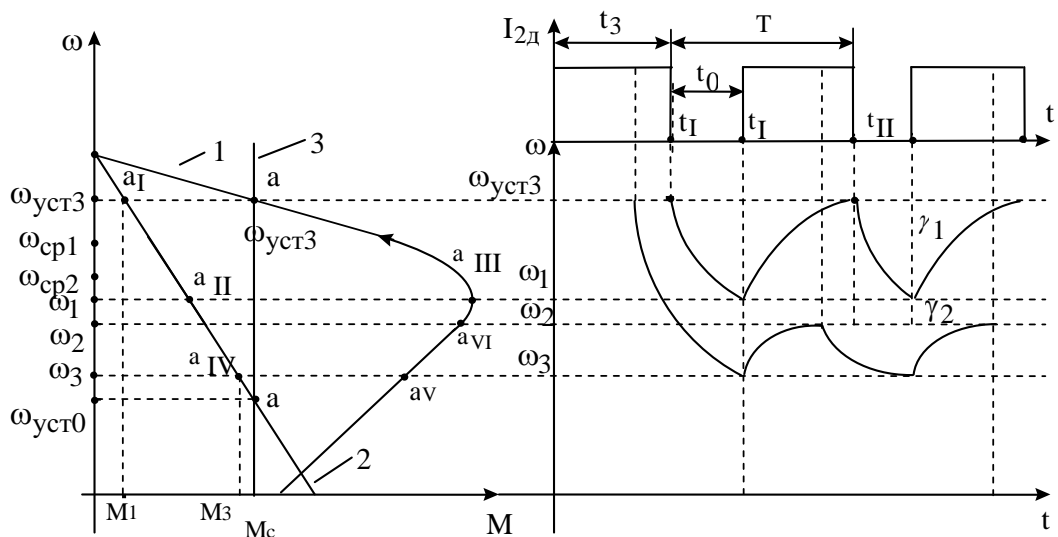


Рис. 5.51

При $t_3 = T$, $\gamma = 1$, $R_{2д} = 0$, что соответствует $\omega_{уст3}$ (точка a на характеристике 1). При $t_3 < T$, $\gamma_1 < 1$ в момент времени t_1 вводится сопротивление $R_{2д}$ и производится переход на характеристику 2 в точку a_{III} . В этой точке $M < M_c$ и скорость падает от $\omega_{уст3}$ до ω_1 (точка a_{II}) по экспоненте, как это показано на диаграмме. В момент времени при замыкании ключей K сопротивление $R_{2д} = 0$ происходит переход на характеристику 1 в точку a_{III+} . Скорость нарастает до $\omega_{уст3}$ по экспоненте, так как $M > M_c$. При отключении ключей в момент времени t_{II} процесс повторяется. Следовательно, при скважности γ_1 скорость изменяется от $\omega_{уст3}$ до ω_1 , а средняя скорость составляет $\omega_{ср1}$.

Если обеспечить скважность $\gamma_2 < \gamma_1$ (пунктирные линии на временной диаграмме), то при разомкнутых ключах скорость будет падать от $\omega_{уст3}$ до ω_3 по характеристике 2 в точке a_{IV} , а при замыкании ключей процесс перейдет на характеристику (1) в точку a_V , после чего скорость будет возрастать до ω_2 (точка a_{VI}). Следовательно, при $\gamma_2 > \gamma_1$ регулирование скорости будет обеспечено в больших пределах (от $\omega_{уст3}$ до $\omega_{ср2}$). Таким образом, регулируя скважность, можно регулировать скорость АД с фазным ротором. Аналогично можно регулировать скорость, изменяя не скважность, а частоту замыкания ключа.

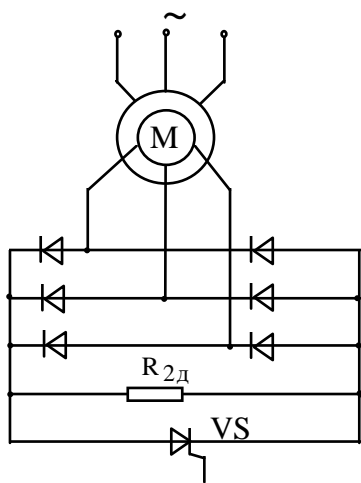


Рис. 5.52

В качестве коммутирующих ключей используются тиристорные ключи (рис. 5.52). В данной схеме тиристор VS коммутирует сопротивление $R_{2д}$ с заданной скважностью или

частотой от СИФУ для регулирования скорости. Используется лишь один резистор $R_{2д}$, включаемый попеременно в разные фазы. Уменьшаются потери (тепловые), так как вместо трех сопротивлений включено одно.

Основной недостаток при использовании разомкнутых схем регулирования – скорость зависит от нагрузки на валу. Для получения жестких характеристик используются замкнутые системы регулирования с обратными связями, которые обеспечивают диапазон регулирования скорости до 20.

5.11. Торможение асинхронных двигателей

Способы торможения:

- 1) торможение противовключением;
- 2) рекуперативное торможение;
- 3) динамическое торможение.

1. Торможение противовключением может быть выполнено двумя путями:

- а) изменение чередования фаз питающего напряжения. Механические характеристики при прямом чередовании фаз (1), при обратном (2) показаны на рис. 5.53, ab – участок торможения противовключением;

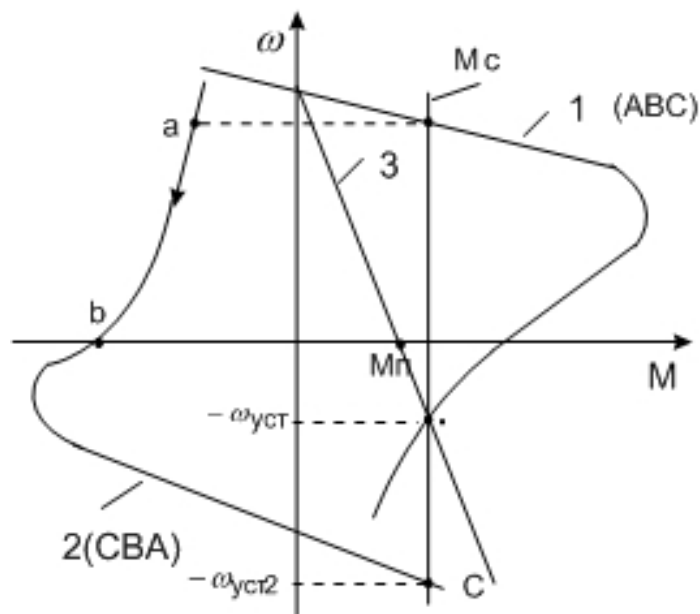


Рис. 5.53

- б) при спуске груза, обеспечивая торможение АД. Вводится в цепь ротора $R_{2д}$, обеспечивая искусственную характеристику 3. Так как $M_c > M_n$ груз начнет опускаться с установившейся скоростью $-\omega_{уст}$.

2. Рекуперативное торможение осуществляется тогда, когда скорость превышает синхронную с отдачей энергии в сеть. Такой режим возникает при переходе двухскоростного АД с высокой на низкую скорость. На рис. 5.54 представлены механические характеристики двухскоростного АД (кривые 1, 2), а также механизма (кривая 3). Если АД работал со скоростью $\omega_{уст1}$, то при переключении числа пар полюсов станет работать по характеристике 2. Участок bc – торможение с рекуперацией энергии в сеть.

Такой же режим торможения будет при работе системы ПЧ–АД. Если происходит уменьшение частоты $f_{рег}$, то и синхронная скорость $\omega_0 = 2\pi f_{рег}/p$ уменьшится, но текущая скорость, вследствие механической инерционности, будет уменьшаться медленнее, чем ω_0 и ω будет превышать скорость магнитного поля. Следовательно, имеет место режим торможения (генераторный) с отдачей энергии в сеть.

В грузоподъемных механизмах при спуске груза переключается направление вращения на спуск груза на характеристику 2 (рис. 5.53) и после торможения и разбега в другую сторону АД будет работать со скоростью $\omega_{уст2}$ (точка С) – происходит спуск груза с отдачей энергии в сеть (рекуперативный режим). Рекуперативное торможение – наиболее экономичный вид торможения АД.

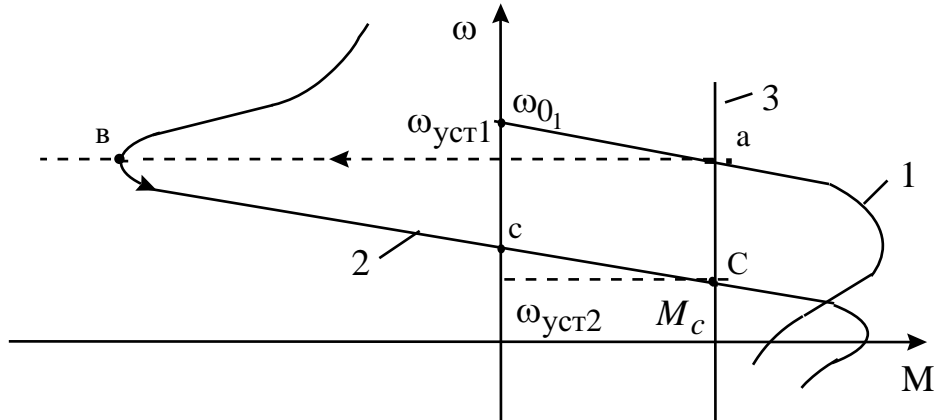


Рис. 5.54

3. Динамическое торможение. На рис. 5.55 представлена схема динамического торможения АД.

Две фазы АД включают на постоянное напряжение через R_n , одна фаза отключена от сети. Ток I_n , протекая по двум фазам обмотки статора, создает неподвижное в пространстве магнитное поле. При вращении ротора в этом поле в нем наводится E_2 и течет ток I_2 , создающий магнитный поток Φ_2 . Взаимодействие тока ротора с результирующим

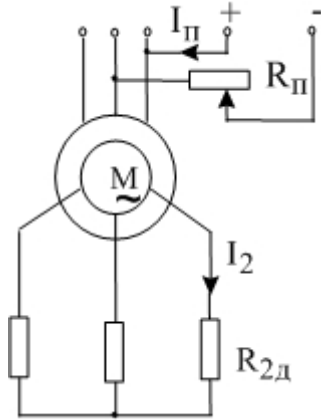


Рис. 5.55

магнитным потоком создает тормозной момент. Двигатель работает в режиме генератора, преобразовывая механическую энергию в электрическую, которая рассеивается в виде тепла в цепи ротора.

Для анализа работы АД в режиме динамического торможения предположим, что статор питается переменным трехфазным током $I_{\text{экв}}$, создающим такую же МДС, как и ток $I_{\text{п}}$.

$$F_{\text{и}} = \sqrt{3} I_{\text{и}} W = \frac{3\sqrt{2}}{2} I_{\text{ѳѳѳ}} W,$$

$$\text{откуда } I_{\text{ѳѳѳ}} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{\text{и}}.$$

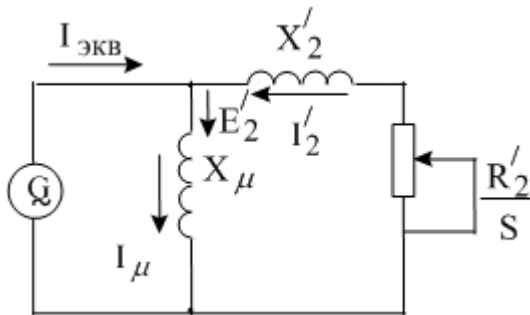


Рис. 5.56

Схема замещения для этого случая представлена на рис. 5.56.

Откуда после преобразований получим

$$I'_2 = \frac{I_{\text{ѳѳѳ}} X_{\mu}}{\sqrt{\left(\frac{R'_2}{S}\right)^2 + (X_{\mu} + X'_2)^2}}.$$

Тогда механическая характеристика АД в режиме динамического торможения определяется:

$$M = \frac{3I'_2 R'_2}{\omega_0 S} = \frac{3I_{\text{ѳѳѳ}}^2 X_{\mu}^2 R'_2}{\omega_0 S \left[\left(\frac{R'_2}{S}\right)^2 + (X_{\mu} + X'_2)^2 \right]}.$$

Следовательно, I'_2 и M зависят не только от S , но и от магнитного состояния двигателя (X_{μ}). Если считать АД ненасыщенным ($X_{\mu} = \text{const}$), то ток и момент будут являться только функциями скольжения S .

Тогда

$$S_{\text{ѳ}} = \frac{R'_2}{X_{\mu} + X'_2};$$

$$M_{\text{ѳ}} = \frac{3I_{\text{ѳѳѳ}}^2 X_{\mu}^2}{2\omega_0 (X_{\mu} + X'_2)}.$$

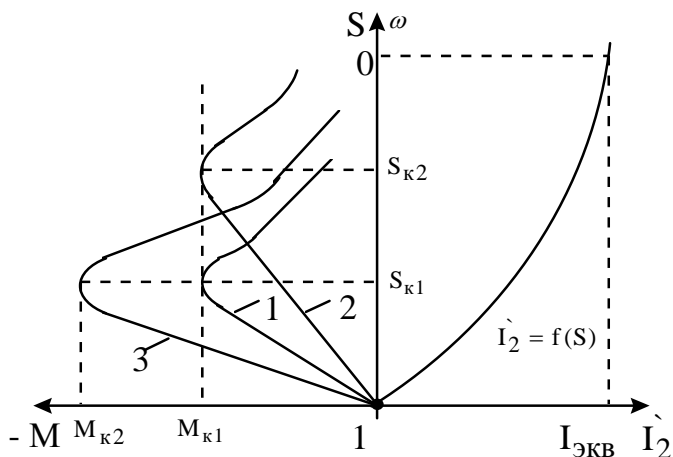


Рис. 5.57

На рис. 5.57 представлена электромеханическая характеристика АД (в первом квадранте) и построены механические характеристики АД для двух значений I_n ($I_{n1} < I_{n2}$ — кривые 1 и 3) и $R_{2д}$ ($R_{2д1} < R_{2д2}$ — кривые 1 и 2) для режима динамического торможения во втором квадранте.

Анализ механических характеристик показывает, что при увеличении тока I_n резко возрастает критический момент АД, так как M_k зависит от квадрата тока I_n . Изменение добавочного сопротивления $R_{2д}$ приводит к изменению критического скольжения при неизменном критическом моменте. Таким образом, регулируя ток I_n и $R_{2д}$ можно получить требуемые механические характеристики АД в режиме динамического торможения.

5.12. Электромеханические свойства синхронных двигателей

Синхронные двигатели (СД) на роторе имеют обмотку возбуждения, которая питается от источника постоянного напряжения, а трехфазная обмотка статора подключается к сети (рис. 5.58).

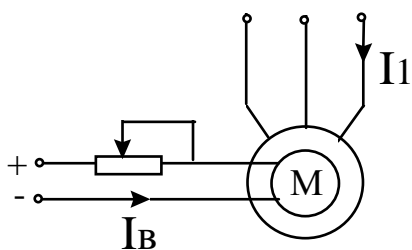


Рис. 5.58

Ротор СД может быть как явнополюсный, так и неявнополюсный (турбодвигатели). СД имеет асинхронный пуск, для чего на роторе выполняется пусковая короткозамкнутая обмотка в виде беличьей клетки.

Представим СД в виде обобщенной электрической машины [3] (рис. 5.59). Уравнения напряжений СД имеют вид:

$$\begin{aligned} U_{1\alpha} &= R_1 i_{1\alpha} + \frac{d\psi_{1\alpha}}{dt}; \\ U_{1\beta} &= R_1 i_{1\beta} + \frac{d\psi_{1\beta}}{dt}; \\ U_{\dot{a}} &= R_{\dot{a}} i_{\dot{a}} + \frac{d\psi_{\dot{a}}}{dt}. \end{aligned} \quad (5.24)$$

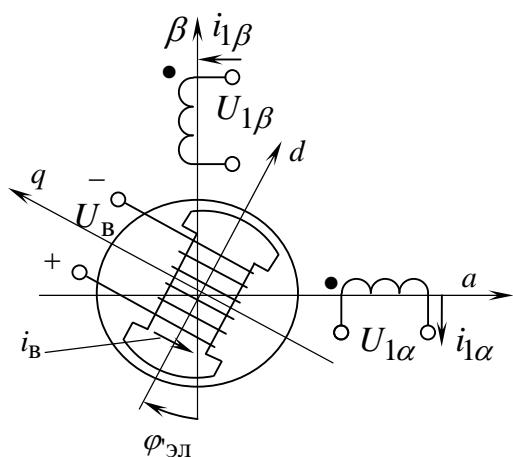


Рис. 5.59

Асинхронный пуск СД осуществляется по механической характеристике (рис. 5.60) до подсинхронной скорости, $0,95 \omega_0$. Затем под действием синхронизирующего (входного) момента M_B двигатель втягивается в синхронизм и вращается с синхронной скоростью ω_0 . На рис. 5.61 представлена механическая характеристика СД, согласно которой ω_0 остается постоянной:

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p_i} = \text{const}$$

при увеличении нагрузки до $M = M_{\max}$, затем при перегрузке СД выпадает из синхронизма и останавливается по асинхронной механической характеристике.

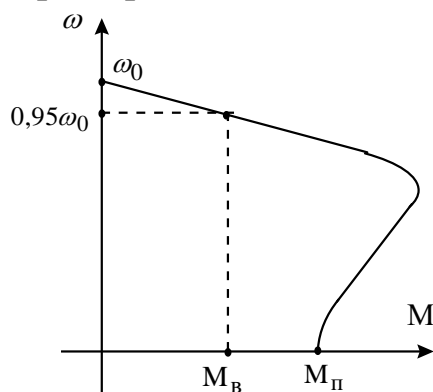


Рис. 5.60

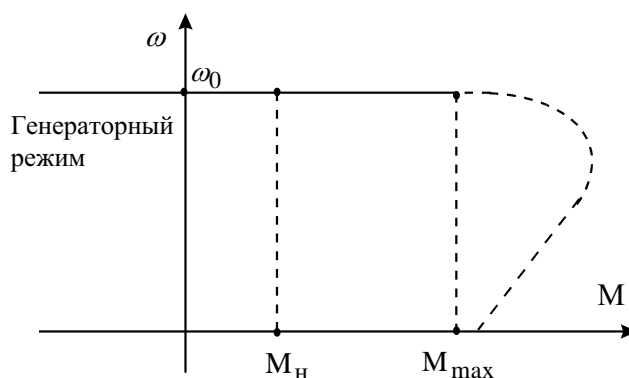


Рис. 5.61

При работе в двигательном режиме ротор отстает от поля статора на угол θ (внутренний угол СД) $\theta = \varphi_0 - \varphi_{эл}$. Уравнения 5/24 в осях d и q имеют вид

$$\begin{aligned} U_{1m} \sin \theta &= R_1 i_{1d} + \frac{d\psi_{1d}}{dt} - \omega \psi_{1q}; \\ -U_{1m} \cos \theta &= R_1 i_{1q} + \frac{d\psi_{1q}}{dt} - \omega \psi_{1d}; \\ U_{\hat{a}} &= R_{\hat{a}} i_{\hat{a}} + \frac{d\psi_{\hat{a}}}{dt}. \end{aligned} \quad (5.25)$$

Момент определяется:

$$M = P_i (\psi_{1d} i_{1q} - \psi_{1q} i_{1d}).$$

После преобразований, пренебрегая $R_1 = 0$, при $i_B = I_B = \text{const}$ уравнения (5.25) примут вид

$$\begin{aligned}
U_{1m} \sin \theta &= -\omega_0 L_{1q} I_{1q} = -X_{1q} I_{1q}; \\
-U_{1m} \cos \theta &= \omega_0 L_{1d} I_{1d} - \omega_0 L_{1,2d} I_{\hat{a}} = X_{1d} I_{1d} - E_m; \\
M &= p_n [-L_{12d} I_{\hat{a}} I_{1d} + (L_{1d} - L_{1q}) I_{1d} I_{1q}].
\end{aligned} \tag{5.26}$$

Выразим токи статора I_{1q} и I_{1d} :

$$I_{1q} = -\frac{U_{1m} \sin \theta}{X_{1q}}, \tag{5.27}$$

$$I_{1d} = -\frac{E_m - U_{1m} \cos \theta}{X_{1d}} \tag{5.28}$$

и подставим в уравнение момента, после преобразований получим уравнение механической характеристики:

$$M = \frac{2U_1 E \sin \theta}{\omega_0 X_{1d}} + \frac{3U_1^2}{2\omega_0} \left(\frac{1}{X_{1q}} - \frac{1}{X_{1d}} \right) \sin 2\theta. \tag{5.29}$$

Следовательно, электромагнитный момент СД состоит из двух составляющих: первая обусловлена взаимодействием вращающегося поля статора с полем возбужденного ротора, а вторая представляет собой реактивный момент, обусловленный явнополюсным исполнением ротора.

Зависимость момента СД от внутреннего угла θ называется угловой характеристикой.

На рис. 5.62 представлены угловые характеристики явнополюсного СД (кривая 1), неявнополюсного СД (кривая 2) и зависимость реактивного момента СД от внутреннего угла (кривая 3).

Максимальный момент неявнополюсного СД имеет место при $\theta = \pi/2$ и равен

$$M_{\max} = \frac{3U_{\text{тм}} E}{\omega_0 X_1}. \tag{5.30}$$

Номинальный режим работы СД соответствует значению $\theta = 25-30^\circ$. При увеличении угла θ свыше $\pi/2$ СД выпадает из синхронизма. Отношение $\lambda = M_{\max}/M_H$ определяет перегрузочную способность СД, которая может достигать $\lambda = 2-3,5$.

Синхронные двигатели могут работать в различных

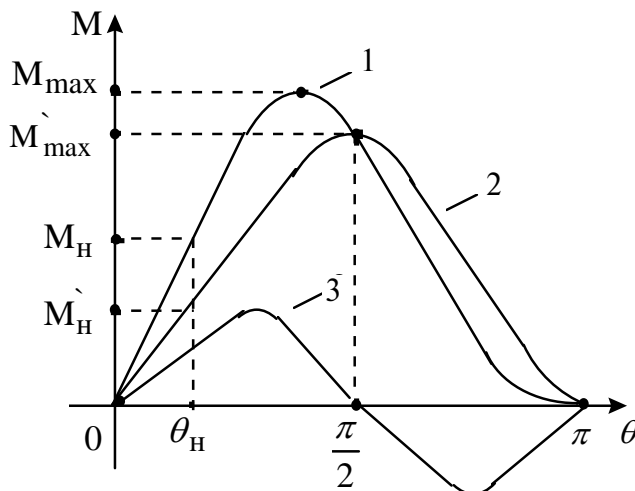


Рис. 5.62

режимах: двигательном и генераторном (параллельно, последовательно и независимо от сети), а также синхронным компенсатором.

Режим генератора последовательно с сетью (торможение противовключением) применяется редко, так как сопровождается большими бросками тока.

Для торможения СД часто используется генераторный режим при работе независимо от сети (режим динамического торможения, по схеме рис. 5.63).

Механические характеристики СД при этом подобны характеристикам АД при динамическом торможении (рис. 5.64).

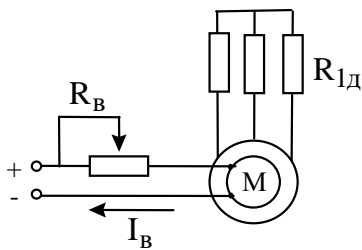


Рис. 5.63

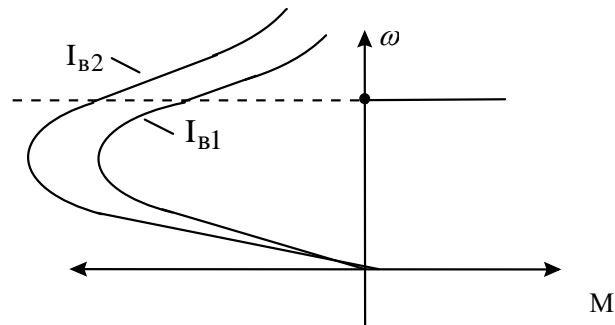


Рис. 5.64

Системы управления электроприводами с СД должны обеспечивать пуск, синхронизацию СД с сетью, ресинхронизацию, регулирование скорости, торможение, регулирование тока возбуждения.

Электроприводы с СД делятся на 3 класса:

- а) ЭП с неизменной или медленно меняющейся нагрузкой (ЭП насосов, вентиляторов, компрессоров и т. д.). СД должны иметь P_n от 0,01 до 5 МВт;

$$\frac{M_i}{I_i} = 0,4 \div 0,6; \quad \frac{I_{\text{в}}}{I_i} = 0,8 \div 1,2; \quad \frac{M_{\text{max}}}{I_i} = 1,5 \div 2;$$

- б) ЭП с пульсирующей нагрузкой (ЭП насосов-качалок нефтедобычи, поршневых компрессоров P_n от 0,1 до 10 МВт) должны обеспечивать

$$\frac{M_i}{I_i} = 0,4 \div 1; \quad \frac{I_{\text{в}}}{I_i} = 0,4 \div 0,6; \quad \frac{M_{\text{max}}}{I_i} = 1,5 \div 2,5;$$

- в) ЭП с резкопеременной нагрузкой (ЭП дробилок, мельниц горно-рудных производств, прокатных станов, ножниц и пил для металла, лебедок доменных печей) P_n от 1 до 200 МВт. Должны обеспечивать

$$\frac{M_i}{I_i} = 1,2 \div 2; \quad \frac{I_{\text{в}}}{I_i} = 1 \div 1,5; \quad \frac{M_{\text{max}}}{I_i} = 2,5 \div 3,5.$$

5.13. Электроприводы с шаговыми двигателями

Относятся к классу дискретного электропривода, совершают дозированные перемещения с фиксацией положения в конце движения. Хорошо сочетаются с цифровыми управляющими машинами и программными устройствами. Широко применяются в станках с ЧПУ, для роботов и манипуляторов.

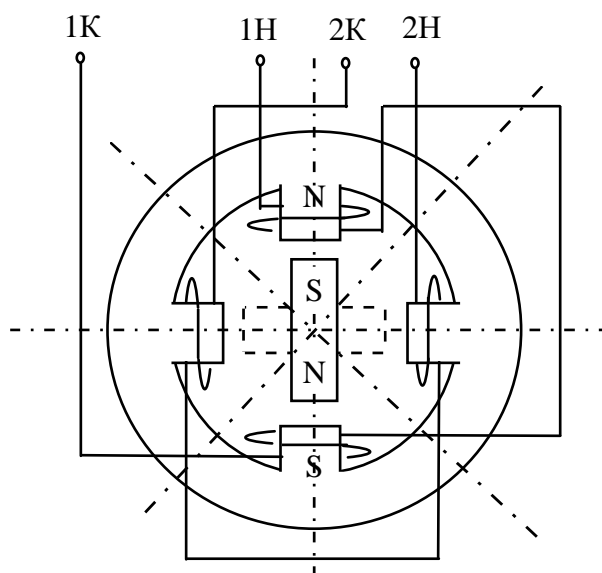


Рис. 5.65

Шаговый двигатель (ШД) — синхронный двигатель, однако, магнитное поле вращается в воздушном зазоре дискретно (шагами) за счет импульсного возбуждения обмоток с помощью электронного коммутатора. Ротор, как правило, постоянный магнит (двухполюсный) называется активным. На рис. 5.65 представлена схема шагового двигателя с активным ротором.

При подаче импульса напряжения на обмотку 1Н–1К ротор занимает вертикальное, при питании обмотки 2Н–2К — горизонтальное положение, обеспечивая шаг, равный 90° . Положение будет устойчивым, так как при отклонении от него на ротор действует синхронизирующий вращательный момент $M = M_{\max} \sin \theta$, где θ — угол между осями магнитных полей статора и ротора. Если подавать импульсы напряжения на обе обмотки одновременно, то ось магнитного поля статора будет расположена под 45° .

Ротор при этом повернется на 45° , чтобы максимальное поле его пересекало. Если снять напряжение с обмотки 1Н–1К, ротор станет горизонтально (следующий шаг), затем, поменяв полярность напряжения, ось магнитного поля переместится еще на 45° и т. д. (эта схема называется несимметричной).

Угловое перемещение шагового двигателя определяется

$$\alpha = \frac{2\pi}{p_r n}, \quad (5.31)$$

где p_r — число пар полюсов ротора; n — число переключений (тактов) в цикле, равное числу фаз ШД при симметричной коммутации и удвоенному числу фаз при несимметричной коммутации.

Шаговое перемещение ротора осуществляется с помощью подачи импульсов с переключением обмоток (один такт коммутации — один шаг ротора). Суммарный угол поворота ШД пропорционален числу импульсов, а его скорость — частоте импульсов, амплитуда и форма импульсов могут быть различными. Для реверса ШД нужно включить на обратную полярность обмотку, которая в данный момент отключена, тогда ротор сделает шаг в другую сторону.

Основной режим работы ШД — динамический. ШД входит в синхронизм из состояния покоя и самотормозится. Поэтому в ШД обеспечивается пуск, торможение, реверс и переход с одной частоты управляющих импульсов на другую. Пуск ШД осуществляется скачкообразным или постепенным увеличением частоты входного сигнала до рабочей, торможение — снижением ее до нуля, реверс — изменением последовательности коммутации обмоток ШД.

По конструкции ШД могут быть однофазными, двухфазными, многофазными, с активным или пассивным ротором. Активный ротор выполнен в виде постоянных магнитов или с обмоткой возбуждения, как у СД (магнитоэлектрические шаговые двигатели). Такие ШД имеют крупный шаг ротора от 90 до 15°. Для уменьшения шага увеличивают число фаз и тактов коммутации, а также используют двухстаторную или двухроторную конструкцию.

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 нагрузки, тем меньше частота приемистости.

Максимальная скорость ШД с активным ротором составляет 208—314 р/с, частота приемистости от 70 до 500 Гц, номинальный вращающий момент от $10 \cdot 10^{-6}$ до $10 \cdot 10^{-3}$ Н·м. Для больших частот приемистости используются ШД с пассивным ротором, которые делятся на реактивные и индукторные. Ротор выполнен из ферромагнитного материала, не имеет обмоток (пассивный). На статоре зубцы Z_c (явно выраженные полюсы) с обмотками, на роторе зубцы Z_p без обмоток.

Если $Z_p > Z_c$, то при каждом переключении обмоток статора ротор совершает поворот (шаг) α , равный

$$\alpha = \tau_c - \tau_p = \frac{360^\circ}{Z_c} - \frac{360^\circ}{Z_p} = \frac{360^\circ(Z_p - Z_c)}{Z_p Z_c}. \quad (5.32)$$

Уменьшив разность $Z_p - Z_c$, можно снизить шаг ротора. ШД с пассивным ротором (Ш, ШДР, ШР, РШД) имеют шаг от 1,5 до 9°, момент $2,5 \cdot 10^{-6} - 10 \cdot 10^{-3}$ Н·м, частоту приемистости от 250 до 1200 Гц.

На обмотки статора ШД подается определенная последовательность импульсов напряжения. Средняя скорость ШД зависит от частоты коммутации обмоток f_k :

которая выдается электронным коммутатором и изменяется в широких пределах. Коммутатор является преобразователем частоты (ПЧ), а дискретный электропривод — системой с частотным управлением ШД.

Сигнал управления f_y в виде импульсов напряжения поступает на вход ФИ, который формирует импульсы по длительности и амплитуде, РИ — преобразует сформированные импульсы в четырехфазную систему однополярных импульсов напряжения, соответствующую числу фаз обмоток двигателя.

156

5.14. Электроприводы с вентильными двигателями

Двигатели постоянного тока имеют хорошие регулировочные свойства, но наличие коллекторно-щеточного узла повышает эксплуатационные расходы, габариты и стоимость ДПТ. С развитием полупроводниковой техники появилась возможность заменить механический выпрямитель-коллектор электронным вентильным коммутатором, который представляет собой преобразователь частоты, управляемый в зависимости от положения ротора (якоря) двигателя. Такие двигатели получили название вентильных (ВД). Они имеют широкие возможности по регулированию скорости, момента за счет изменения напряжения, тока возбуждения и угла управления вентильными инверторами.

По конструкции ВД является синхронным двигателем. На статоре располагается трехфазная обмотка переменного тока, питаемая от вентильного коммутатора. Ротор может быть выполнен с постоянными магнитами или с обмоткой возбуждения, питаемой через контактные кольца постоянным током. В ВД используются 2 вида ПЧ: с промежу-

точным звеном постоянного тока (двухзвенные) и с непосредственной связью с сетью, рассмотренные ранее.

Коммутация тока в вентильных инверторах ПЧ может быть естественной или искусственной. Естественная коммутация вентилей используется в тех случаях, когда нагрузка инвертора (3-фазная обмотка СД) содержит источник ЭДС той же частоты, что и выходное напряжение инвертора.

Схема ВД с естественной коммутацией вентилей инвертора представлена на рис. 5.68. Схема содержит управляемый вы-

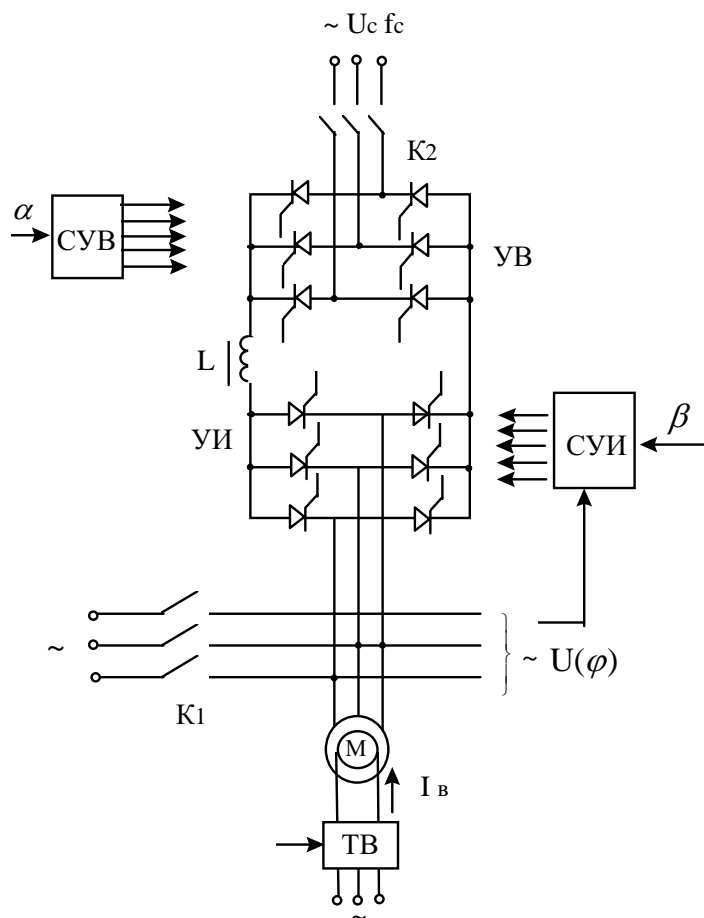


Рис. 5.68

прямитель УВ, сглаживающий реактор L, управляемый инвертор УИ, тиристорный возбудитель ТВ двигателя и системы управления выпрямителем СУВ и инвертором СУИ. Угловое положение ротора ВД контролируется косвенно по фазе напряжения $U(\varphi)$ на выходах обмотки статора.

Регулирование скорости производится изменением выпрямленного напряжения на выходе УВ или тока возбуждения посредством ТВ (тиристорного возбудителя).

Естественная коммутация вентилей может быть осуществлена только при большой ЭДС двигателя, которая возникает при скорости не ниже 10 % от номинальной. Поэтому при пуске вначале производят асинхронный пуск контактором К1 непосредственно от сети, а затем отключают К1 и включают К2 для работы в вентильном или инверторном режиме.

Инвертор с искусственной коммутацией вентилей — преобразователь постоянного тока или напряжения в переменное с принудительной коммутацией вентилей устраняет трудности при пуске.

Схема ВД с искусственной коммутацией вентилей инвертора представлена на рис. 5.69.

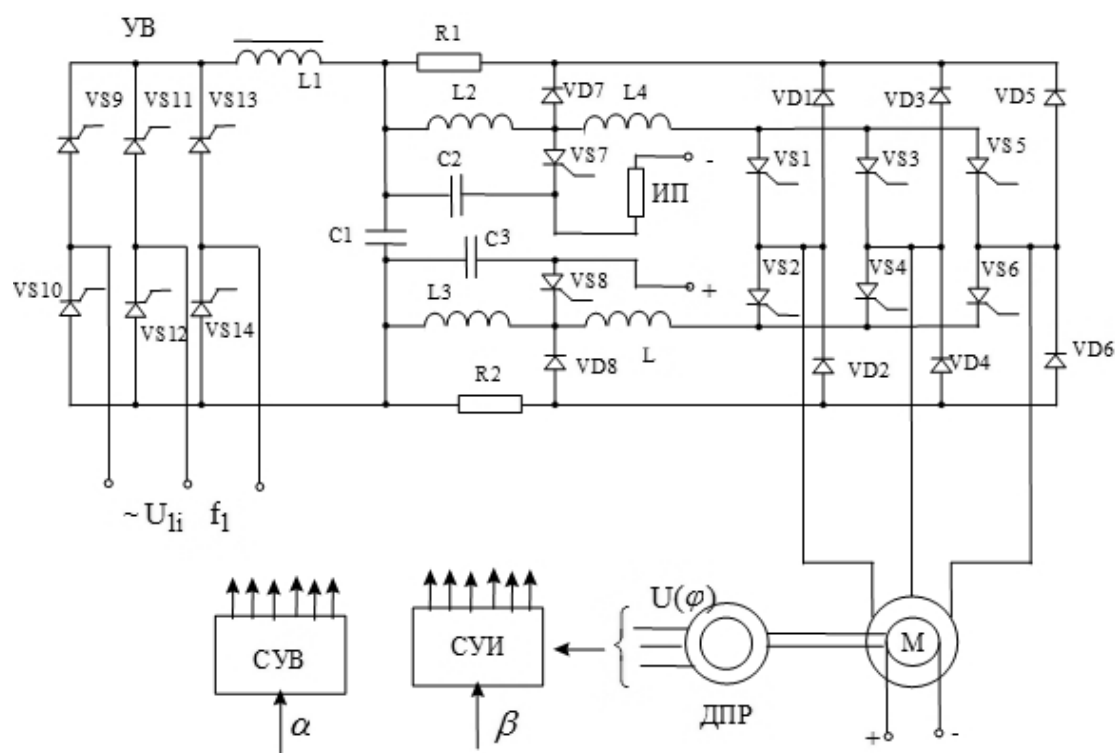


Рис. 5.69

Инвертор выполнен на тиристорах $VS1$ – $VS6$, управляемый выпрямитель — на тиристорах $VS9$ – $VS14$. Система управления выпрямителя (СУВ) подает импульсы на управляющие электроды тириستоров УВ, а система управления инвертора (СУИ) на управляющие электроды ти-

ристоров УИ. Схема содержит коммутирующие тиристоры $VS7-VS8$, обратный мост, выполненный на диодах $VD1-VD6$, разрядные резисторы и диоды $R_1, R_2, VD7, VD8$, силовой фильтр L_1, C_1 и колебательные контуры коммутации L_2-L_5, C_2, C_3 .

Искусственная коммутация осуществляется за счет энергии, запасенной в конденсаторах C_2, C_3 от дополнительного источника подзаряда ИП.

Управление инвертором производится в функции положения ротора двигателя датчиком положения ротора ДПР, который воздействует на СУИ. Регулирование скорости двигателя возможно изменением выпрямленного напряжения через СУВ и УВ (регулируя угол управления), тока возбуждения и угла управления β тиристорами инвертора через СУИ. Для получения высокого качества регулирования используются схемы с обратными связями по принципу подчиненного регулирования (замкнутые схемы ЭП).

Контрольные вопросы

1. Принцип действия асинхронного двигателя.
2. Уравнение электромеханической характеристики асинхронного двигателя.
3. Порядок расчета механической характеристики асинхронного двигателя.
4. Анализ режимов работы асинхронного двигателя.
5. Регулирование скорости, тока и момента асинхронного двигателя резисторами в цепях ротора.
6. Расчет регулировочных сопротивлений ротора асинхронного двигателя.
7. Регулирование скорости АД изменением числа пар полюсов.
8. Механические характеристики АД при изменении напряжения обмотки статора.
9. Регулирование координат электропривода с АД с помощью тиристорных преобразователей напряжения.
10. Расчет механических характеристик АД в системе ТПН–АД.
11. Принципы регулирования координат электропривода в системе ПЧ–АД.
12. Принципы работы электромашинных преобразователей частоты и напряжения.
13. ПЧ без звена постоянного тока.
14. ПЧ с промежуточным звеном постоянного тока.
15. Особенности работы ПЧ с АИН и АИТ.
16. Регулирование скорости АД в каскадных схемах включения.
17. Импульсный способ регулирования координат АД.
18. Способы торможения асинхронных двигателей.
19. Принцип действия синхронных двигателей.
20. Механическая (угловая) характеристика синхронного двигателя.
21. Принцип работы электропривода с шаговым двигателем.
22. Принцип действия вентильных электродвигателей.

6. ПРИНЦИПЫ УПРАВЛЕНИЯ В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

6.1 . Электропривод как управляемая электромеханическая система

Под управлением в электроприводе следует понимать такую организацию преобразования электрической энергии в механическую, при которой обеспечивается необходимый закон изменения во времени регулируемых координат и, следовательно, реализуется требуемый алгоритм функционирования электропривода и обслуживаемой им технологической установки. Управление по основной регулируемой координате называется одномерным, а по нескольким — многомерным.

Объекты управления в электроприводе — это совокупность элементов, входящих в силовой канал электропривода: электрический, электромеханический, механический преобразователи и рабочий орган. Эти элементы могут быть представлены моделями в переменных вход-выход или структурными схемами. Все входные воздействия можно разделить на две группы: управляющие и возмущающие воздействия, законы изменения которых определяются внешними факторами (момент нагрузки на валу (M_c), напряжение питающей сети (U_c) и т. д.). Процессом управления называется процесс формирования управляющих воздействий на объект управления для реализации требуемого закона изменения выходных регулируемых координат, а устройством управления — совокупность технических средств, обеспечивающих процесс управления [2].

В общем случае устройство управления обеспечивает прием команд (запуск, останов процесса управления и др.) и уставок регулируемых координат, называемых далее задающими воздействиями, от системы управления более высокого уровня и (или) от человека-оператора (рис. 6.1) и осуществляет в соответствии с этими «указаниями» процесс управления. Если все функции управления выполняются без участия человека-оператора, управление называется автоматическим, а электропривод с таким управляющим устройством — автоматизированным.

Совокупность всех элементов информационного канала, участвующих в процессе управления, назовем системой управления электропривода (рис. 6.1). Она состоит из устройства управления, устройства ввода команд оператора, устройства вывода информации о состоянии привода и технологического процесса для контроля и принятия оператором управленческих решений, информационно-измерительной системы и схем сопряжения (интерфейса) устройства управления с вышеперечисленными устройствами.

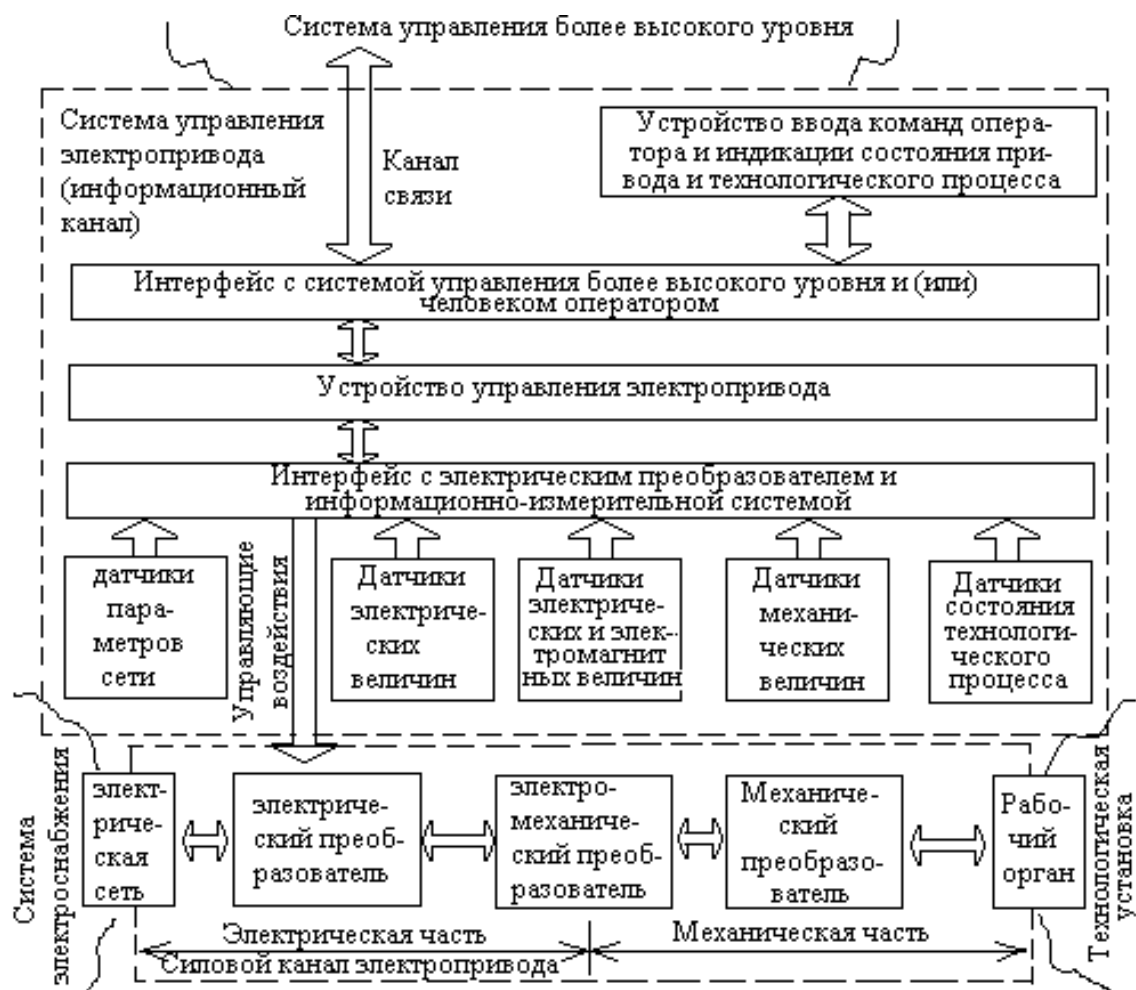


Рис. 6.1. Общая структура системы управления электроприводом

Информационно-измерительная система (ИИС) может включать в себя: датчики параметров сети (напряжения, частоты и др.); датчики электрических переменных внутри и на выходных зажимах электрических преобразователей (напряжения, тока, мощности и др.); датчики электрических и электромагнитных величин, характеризующих состояние электромеханического преобразователя (напряжения, тока, потока и т. д.); датчики механических переменных на валу двигателя и

(или) рабочего органа (скорости, положения, ускорения, момента, усилия); датчики параметров технологического процесса (температуры, давления, расхода и т. д.). Датчиками являются устройства, обеспечивающие преобразование величин физических переменных в электрический сигнал. Идеальный датчик обеспечивает линейность преобразования во всем диапазоне измеряемых переменных.

Итак, устройство управления на основе информации о значениях задающих воздействий и информации, поступающей с объекта управления через ИИС о фактических значениях координат, вырабатывает управляющие воздействия на объект управления. ИИС находится на границе между силовым и информационным каналами электропривода, поэтому она, с одной стороны, относится к системе управления, а с другой, — к объекту управления. Классическое изображение электропривода как системы, принятое в теории автоматического управления показано на рис. 6.2.

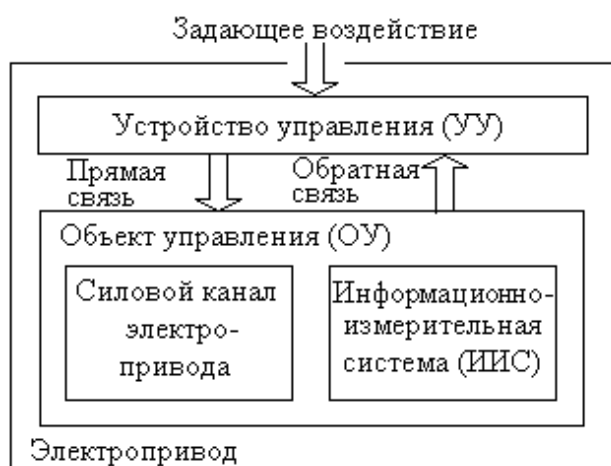


Рис. 6.2. Электропривод как система

Термины «система управления электроприводом» и «система управления электроприводами» будем использовать для обозначения систем управления более высокого уровня, относящихся уже не к отдельному электроприводу, а к технологической установке в целом. По отношению к системе управления такой установки электропривод является

подсистемой. Так, система управления металлорежущего станка управляет несколькими подсистемами: приводом главного движения, подачи, вспомогательным оборудованием (насосом для подачи в зону обработки охлаждающей жидкости, устройствами автоматической смены инструмента и др.).

В составе отдельного электропривода всегда можно выделить подсистемы управления более низкого уровня, например подсистему управления тиристорного преобразователя, которая, в свою очередь, содержит подсистемы еще более низкого уровня управления, например подсистему управления тиристорного ключа (рис. 6.3).



Рис. 6.3. Иерархия управления в электроприводе по системе «преобразователь — двигатель»

Принцип организации многоуровневых иерархических систем управления иллюстрирует рис. 6.4. Все системы более низкого уровня для системы управления верхнего уровня рассматриваются в качестве объектов управления третьего уровня, которые вырабатывают управляющие воздействия для n подсистем (ПС) второго

уровня, устройство управления второго уровня — для k подсистем первого уровня и т. д. В каждой подсистеме могут быть свои локальные ИИС. Некоторые датчики (штриховые линии на рис. 6.4) могут использоваться системами управления различных уровней одновременно.

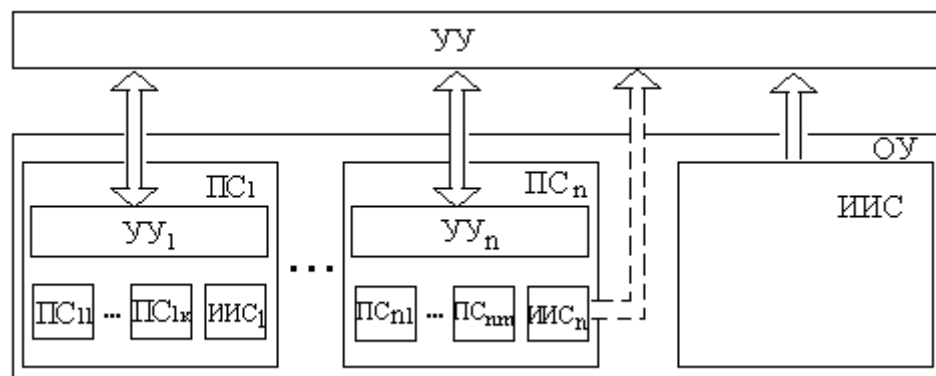


Рис. 6.4. Принцип организации многоуровневых систем управления

Электропривод как изделие всегда поставляется со встроенным устройством управления, которое придает ему определенные свойства. При этом управление электроприводом может сводиться лишь к формированию в той или иной форме задающего воздействия от системы верхнего уровня, например уставки скорости или положения. Все остальные операции управления по воспроизведению заданного значения регулируемой координаты будут выполняться автоматически устройством управления электропривода.

В зависимости от количества каналов передачи информации между устройством управления и объектом управления все системы управления делятся на два больших класса: разомкнутые и замкнутые. В разомкнутых системах алгоритм управления реализуется управляющим устройством без наличия какой-либо информации о текущем состоянии объекта управления, и существует только один канал передачи ин-

формации — управляющих воздействий от устройства управления к объекту управления. Таким образом, в разомкнутых системах отсутствует контроль за фактическим изменением регулируемых координат. Такие системы можно успешно применять для регулирования скорости рабочего органа при невысоких требованиях к точности и диапазону регулирования скорости.

Диапазон применения разомкнутых систем управления чрезвычайно широк: от простейших схем автоматизации пуска, реверса и торможения в нерегулируемом приводе до сложных микропроцессорных систем управления. В последнем случае алгоритм управления строится на основе решения в реальном времени уравнений динамики электропривода в целях получения для любого желаемого закона изменения регулируемой координаты $y(t)$ требуемого закона изменения управляющего воздействия $u(t)$. Такое управление получило название управления по модели. Кроме того, если на нижнем уровне задачи управления решены качественно, то система управления верхнего уровня может работать по разомкнутой схеме, «доверяя» системам нижнего уровня и не контролируя их. В простейшем случае она может лишь запускать автономно работающие системы нижнего уровня.

Главный недостаток разомкнутых систем — управление «вслепую». Устройство управления может продолжать выполнять свои функции даже тогда, когда произошел отказ в исполнительном механизме, например, вышел из строя двигатель или преобразователь.

Повысить качество работы и надежность системы управления можно, снабдив ее своеобразными «органами чувств» — датчиками, точнее, информационно-измерительной системой (ИИС), добавив канал передачи информации к устройству управления, т. е. введя обратную связь (см. рис. 6.1, 6.2, 6.4). Такие системы управления называются замкнутыми.

6.2. Формирование статических характеристик электропривода в замкнутой системе «преобразователь—двигатель»

В ранее рассмотренных разомкнутых системах ТП—Д из-за влияния R_n характеристики имеют невысокую жесткость и не обеспечивают ограничение тока и момента. Поэтому широко применяются замкнутые системы регулирования скорости, тока и момента с помощью обратных связей [5].

6.2.1. Замкнутая система ТП–Д с отрицательной обратной связью по скорости ДПТ

Система представлена на рис. 6.5: BR — датчик скорости — тахогенератор; $U_{тг} \equiv \omega$ — сигнал обратной связи; γ — коэффициент обратной связи по скорости.

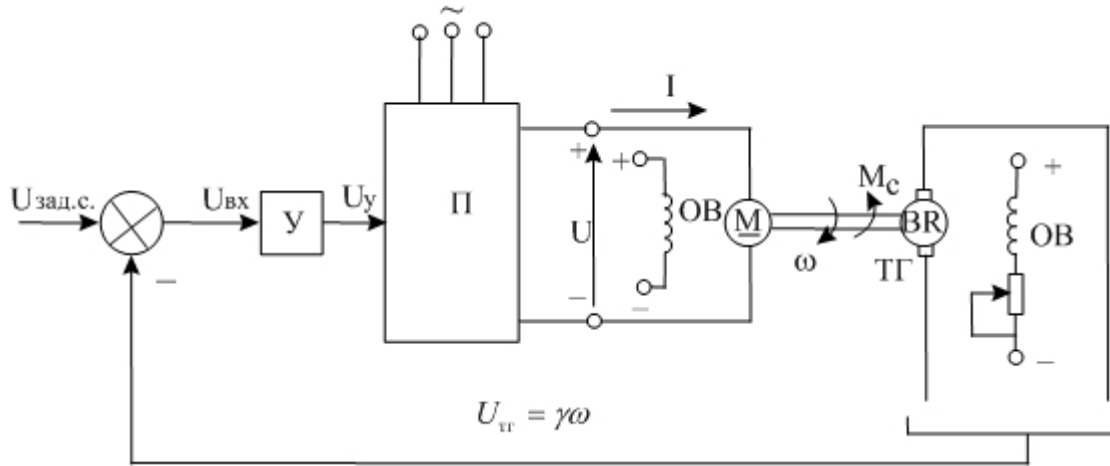


Рис. 6.5. Замкнутая система П–Д
с отрицательной обратной связью по скорости

Уравнения характеристик ДПТ независимого возбуждения в разомкнутой системе:

$$\omega = \frac{K_i U_o}{\hat{E}\hat{O}} - \frac{I(R_{\dot{y}} + R_i)}{\hat{E}\hat{O}} = \omega_0 - \Delta\omega;$$

$$\omega = \frac{K_i U_o}{\hat{E}\hat{O}} - \frac{M(R_{\dot{y}} + R_i)}{(\hat{E}\hat{O})^2} = \omega_0 - \Delta\omega.$$

Подставив $U_{\text{вх}} = U_{\text{зад.с}} - \gamma\omega$; $U_y = K_y U_{\text{вх}}$ получим уравнения характеристик в замкнутой системе:

$$\omega = \frac{K_o \hat{E}_i U_{\text{сн}}}{\tilde{N}(1 + \hat{E}_{\text{н}})} - \frac{I(R_{\dot{y}} + R_i)}{\tilde{N}(1 + \hat{E}_{\text{н}})}, \quad (6.1)$$

$$\omega = \frac{K_o K_i U_{\text{сн}}}{C(1 + K_c)} - \frac{M(R_{\dot{y}} + R_i)}{C^2(1 + K_c)}, \quad (6.2)$$

где $C = K\Phi_{\text{ном}}$, $K_c = (\gamma K_y K_n)/C$ — коэффициент усиления системы.

На рис. 6.6 представлены механические характеристики ДПТ в замкнутой системе (линии 2, 4, 5) при различных задающих сигналах $U_{\text{сн}1} > U_{\text{сн}2} > U_{\text{сн}3}$. Для сравнения представлена характеристика (линия 3) в разомкнутой системе. Изменение угловой скорости при разомкнутой и замкнутой системах определяется

$$\Delta\omega_{\text{дв}} = I(R_{\text{дв}} + R_{\text{т}}) / C,$$

$$\Delta\omega_{\text{зам}} = I(R_{\text{дв}} + R_{\text{т}}) / C(1 + K_{\text{с}}) = \Delta\omega_{\text{дв}} / (1 + K_{\text{с}}).$$

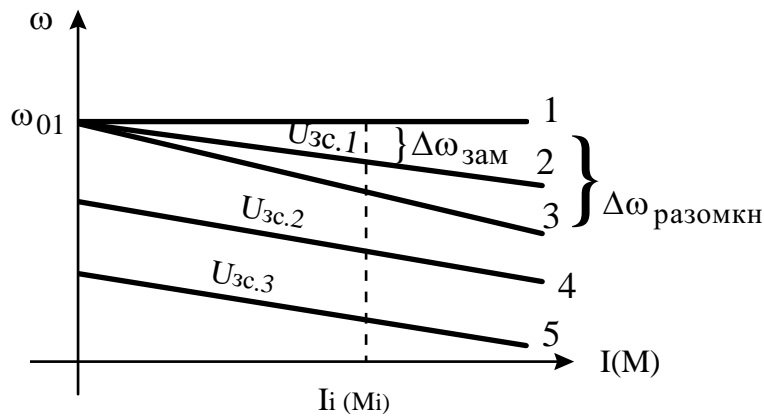


Рис. 6.6. Характеристики системы П–Д

Характеристика ДПТ при $K_{\text{с}} \rightarrow \infty$, $\Delta\omega \rightarrow 0$ — абсолютно жесткая (линия 1). Однако на практике не применяется из-за ухудшения динамики электропривода.

Следовательно, $\Delta\omega_{\text{з}} < \Delta\omega_{\text{р}}$, жесткость характеристики ДПТ в замкнутой системе больше жесткости характеристик в разомкнутой системе. Поясним работу обратной связи по скорости.

Если двигатель работает в установившемся режиме со скоростью ω и увеличится $M_{\text{с}}$ нагрузки, то скорость уменьшится и уменьшится сигнал обратной связи $U_{\text{т}}$. Это вызовет увеличение $U_{\text{у}}$, следовательно, увеличится $E_{\text{пр}}$, и скорость.

Если момент нагрузки уменьшится, скорость увеличится и уменьшится $U_{\text{вх}} = U_{\text{зад}} - \gamma\omega$, $U_{\text{у}}$ и $E_{\text{пр}}$, после чего уменьшится скорость. Таким образом, осуществляется автоматическое поддержание скорости при изменении $M_{\text{с}}$ нагрузки.

6.2.2. Замкнутая система ТП–Д с отрицательной обратной связью по напряжению ДПТ

Данная система изображена на рис. 6.7.

Датчиком напряжения является потенциометр R , с которого снимается сигнал обратной связи по напряжению $U_{\text{ос}} = \alpha U$, где α — коэффициент обратной связи. Тогда $U_{\text{вх}} = U_{\text{зад.с}} - \alpha U$. В этом случае уравнения механической и электромеханической характеристик ДПТ имеют вид:

$$\omega = \frac{K_{\text{о}} K_{\text{т}} U_{\text{зад.н}}}{\tilde{N}(1 + \hat{E}_{\text{н}})} - \frac{I[R_{\text{т}} + R_{\text{дв}}(1 + K_{\text{с}})]}{\tilde{N}(1 + \hat{E}_{\text{н}})}, \quad (6.3)$$

$$\omega = \frac{K_o K_i U_{\text{зад.н}}}{\tilde{N}(1 + \hat{E}_{\tilde{n}})} - \frac{M[R_i + R_y(1 + K_c)]}{\tilde{N}^2(1 + \hat{E}_{\tilde{n}})}, \quad (6.4)$$

где $K_c = K_y K_n \alpha$ – общий коэффициент усиления системы.

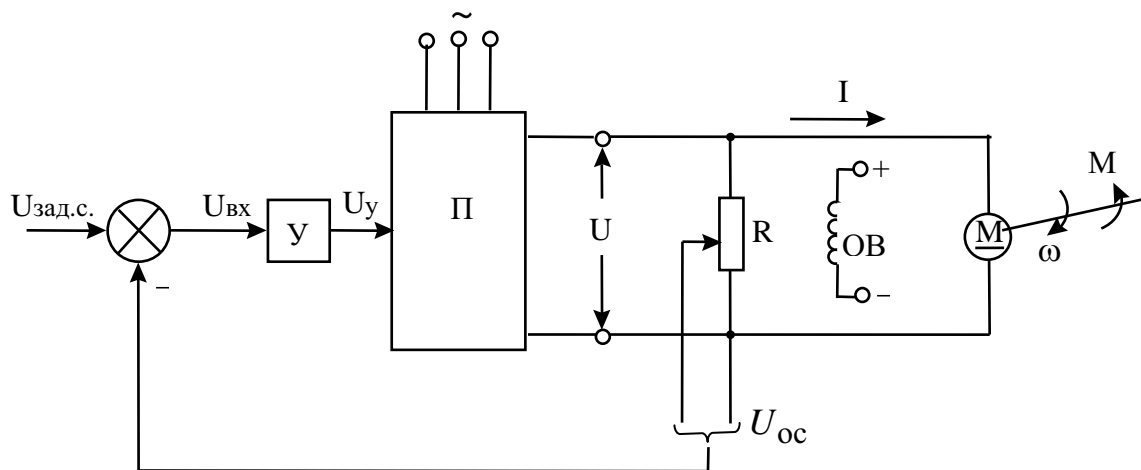


Рис. 6.7. Замкнутая система П–Д с отрицательной обратной связью по напряжению

Сравним жесткость характеристик в разомкнутой и замкнутой системах.

$$\Delta\omega_{\text{дас}} = \frac{I(R_y + R_i)}{\tilde{N}} > \Delta\omega_{\text{с}} = \frac{I \left[R_y + \frac{R_i}{1 + K_c} \right]}{C}.$$

Следовательно, характеристики ДПТ в замкнутой системе (рис. 6.8, линии 2, 4, 5) более жесткие, чем в разомкнутой (3).

Предельная жесткость характеристик в замкнутой системе при $K_c \rightarrow \infty$, тогда $\Delta\omega_3 \rightarrow IR_y/C$ естественная характеристика (линия 1).

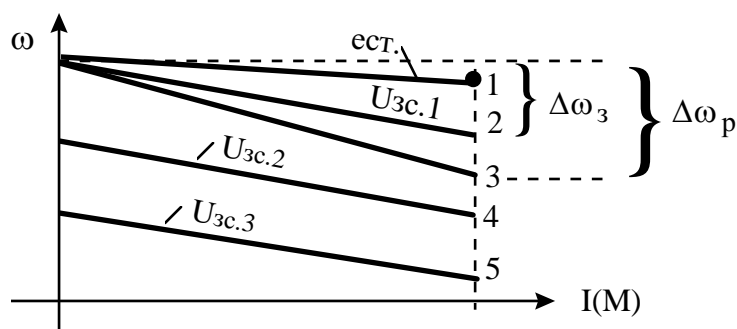


Рис. 6.8. Характеристики замкнутой системы П–Д

Таким образом, обратная связь по напряжению при $K_c \rightarrow \infty$ обеспечивает полную компенсацию падения напряжения на внутреннем сопротивлении преобразователя R_n .

Работа обратной связи по напряжению: при увеличении M на валу увеличивается ток якоря I , увеличивается внутреннее падение напряжения в преобразователе, при этом снижается U на якоре ДПТ.

Тогда $U_{\text{вх}} = U_{\text{зад.с}} - \alpha U$ увеличится и U_y увеличится, что приведет к росту ЭДС преобразователя и увеличению U на якоре двигателя. Происходит автоматическое регулирование ЭДС преобразователем.

6.2.3. Замкнутая система ТП–Д с положительной обратной связью по току якоря

Система показана на рис. 6.9.

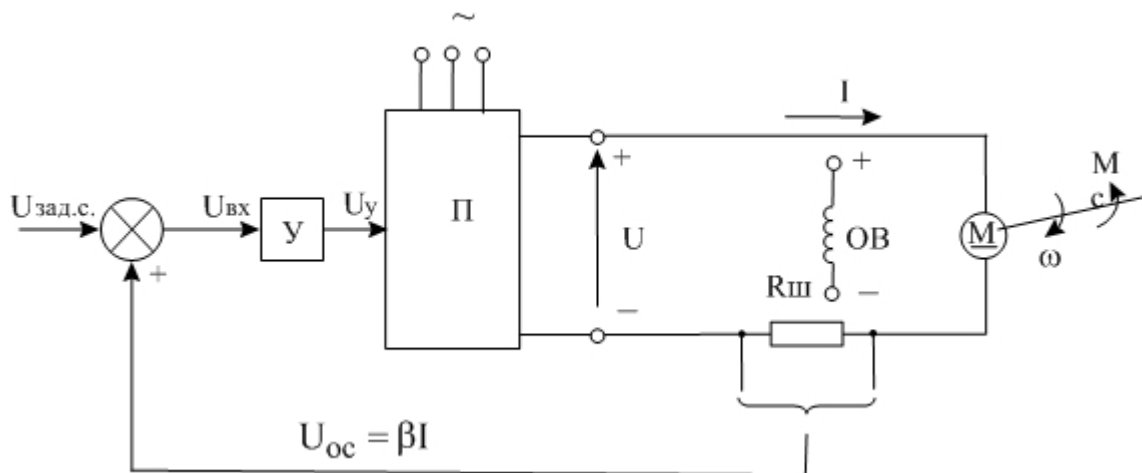


Рис. 6.9. Замкнутая система П–Д
с положительной обратной связью по току

Датчик тока – шунт с сопротивлением $R_{\text{ш}}$; $\Delta U_{\text{ш}} = IR_{\text{ш}} \equiv I$, т. е. падение напряжения на $R_{\text{ш}}$ пропорционально току якоря. В результате сигнал обратной связи по току определяется как: $U_{\text{ос}} = \beta I$, где β – коэффициент обратной связи по току, имеющий размерность (Ом).

В качестве $R_{\text{ш}}$ можно использовать обмотку дополнительных полюсов или компенсационную обмотку двигателя. Сигнал на входе усилителя в данной системе определяется: $U_{\text{вх}} = U_{\text{зад.с}} + \beta I$.

Электромеханическая и механическая характеристики ДПТ в замкнутой системе описываются уравнениями:

$$\omega = \frac{K_o K_i U_{\text{сн}}}{C} - \frac{I(R_y + R_i - K_c)}{C}, \quad (6.5)$$

$$\omega = \frac{K_o K_i U_{\text{сн}}}{C} - \frac{M(R_y + R_i - K_c)}{C^2}, \quad (6.6)$$

где $K_c = K_y K_n \beta$, Ом – общий коэффициент усиления системы.

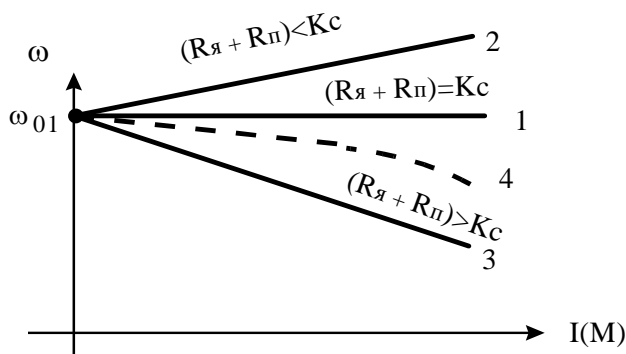


Рис. 6.10. Характеристики замкнутой системы Π–Д

На рис. 6.10 представлены характеристики ДПТ при различных коэффициентах усиления системы K_c .

Анализ характеристик показывает, что при $R_я + R_п = K_c$ – абсолютно жесткая характеристика (линия 1), при $R_я + R_п < K_c$ – (линия 2) – жесткость характеристики положительна; при $R_я + R_п > K_c$ – (линия 3) – жесткость характеристики отрицательна.

Реальные характеристики имеют нелинейный характер за счет непостоянства K_c (кривая 4). Поэтому такая обратная связь используется в совокупности с другими, например по напряжению.

6.2.4. Регулирование (ограничение) тока и момента в замкнутой системе ТП–Д с помощью нелинейной отрицательной обратной связи по току

В схему, представленную на рис. 6.11, вводится узел токовой отсечки (УТО).

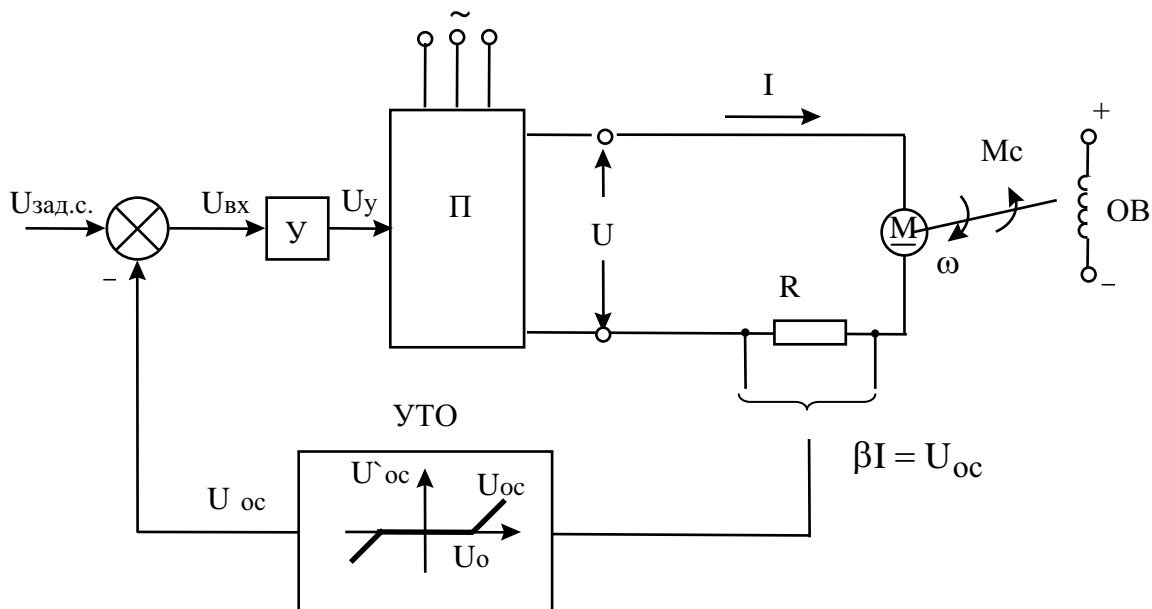


Рис. 6.11. Замкнутая система Π–Д с нелинейной обратной связью по току

Характеристика УТО $U'_ос = f(U_ос)$. До тех пор, пока сигнал обратной связи $U_ос = \beta I$ не более заданного опорного напряжения $U_{оп}$, сигнал

$U'_{oc} = 0$. При $U_{oc} > U_{оп}$ появляется сигнал отрицательной обратной связи U'_{oc} , который поступает на вход системы.

Значение $U_{оп}$ определяется заданным током, с которого начинается регулирование (ток отсечки $I_{отс}$).

При $U_{оп} = \beta I_{отс} \geq \beta I$, $U'_{oc} = 0$.

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

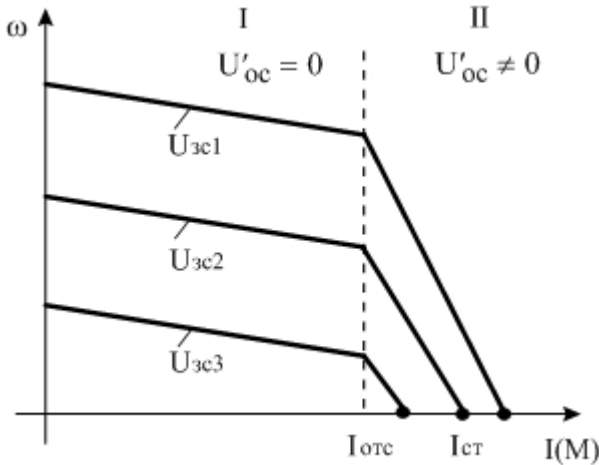


Рис. 6.12. Характеристики замкнутой системы П–Д

На рис. 6.12 представлены электромеханические и механические характеристики ДПТ независимого возбуждения при ограничении тока с помощью узла токовой отсечки.

На участке I $U'_{oc} = 0$, система разомкнута.

На участке II $U'_{oc} \neq 0$, система становится замкнутой и осуществляется регулирование тока и момента.

Уравнение участка II электромеханической характеристики

$$\omega = \frac{K_o K_i U_{цн}}{C} - \frac{(I - I_{\dot{o}n})(R_{\dot{y}} + R_i + K_c)}{\tilde{N}}. \quad (6.7)$$

При $\omega = 0$ ток стопорения $I_{ст}$ определяется

$$I_{\dot{n}o} = I_{\dot{o}n} + K_o K_i \frac{U_{цн}}{R_{\dot{y}} + R_i + K_c}.$$

При $K_c \rightarrow \infty$ — бесконечно большое увеличение коэффициента усиления системы $I_{ст} \rightarrow I_{отс}$, т. е. характеристики приближаются к вертикальным линиям.

На участке II при $I > I_{отс}$ увеличивается сигнал U'_{oc} и уменьшается $U_{вх}$ и U_y , уменьшается ЭДС преобразователя и ограничивается ток и момент двигателя.

При очень больших K_c ухудшаются динамические характеристики (время затухания переходных процессов, перерегулирование, колебательность).

6.3. Регулирование координат электропривода в замкнутой системе «источник тока – двигатель» (ИТ–Д)

При питании ДПТ от источника тока величина тока, протекаемого по якорю, неизменна и не зависит от ЭДС, что определяет вид электромеханических и механических характеристик.

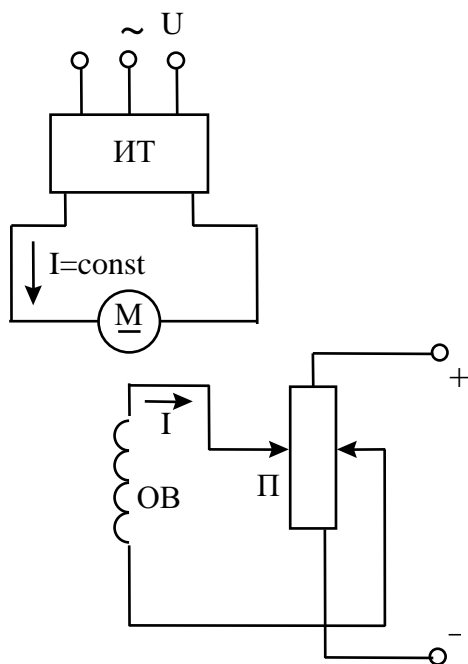


Рис. 6.13

На рис. 6.13 представлена схема питания якоря ДПТ от источника тока (ИТ), обеспечивающего $I = \text{const}$. Ток в обмотке возбуждения может изменяться в широких пределах по величине, а также по направлению потенциометром П.

На рис. 6.14, а представлена электромеханическая характеристика ДПТ при питании от ИТ, а на рис. 6.14, б – семейство механических характеристик ДПТ при различных значениях тока возбуждения и, следовательно, магнитного потока (Φ_1, Φ_2, Φ_3). Данные характеристики обеспечивают постоянство момента на валу ДПТ при любой скорости. Если в данную схему ввести отрицательную обратную связь по скорости,

то можно получить наклонные механические характеристики ДПТ независимого возбуждения.

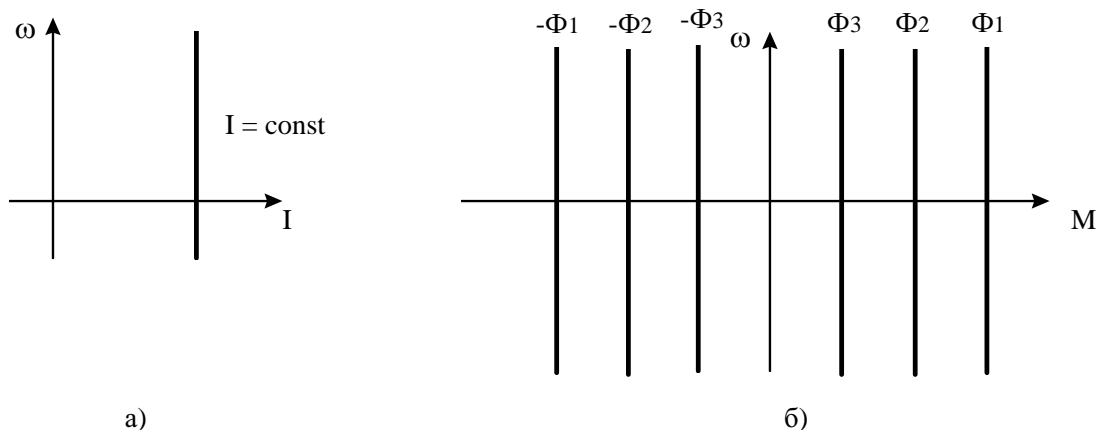


Рис. 6.14. Электромеханическая и механические характеристики
«источник тока – двигатель»

Как показано на рис. 6.15, обмотка возбуждения ДПТ питается от рабочей обмотки магнитного усилителя, МДС которого создается дву-

мя обмотками управления ОУМ (обмотка управления моментом) и ОУС (обмотка управления скоростью). Последняя включена в цепь нелинейной обратной связи, которую образует тахогенератор BR, вентиль VD и задающий потенциометр скорости ЗПС.

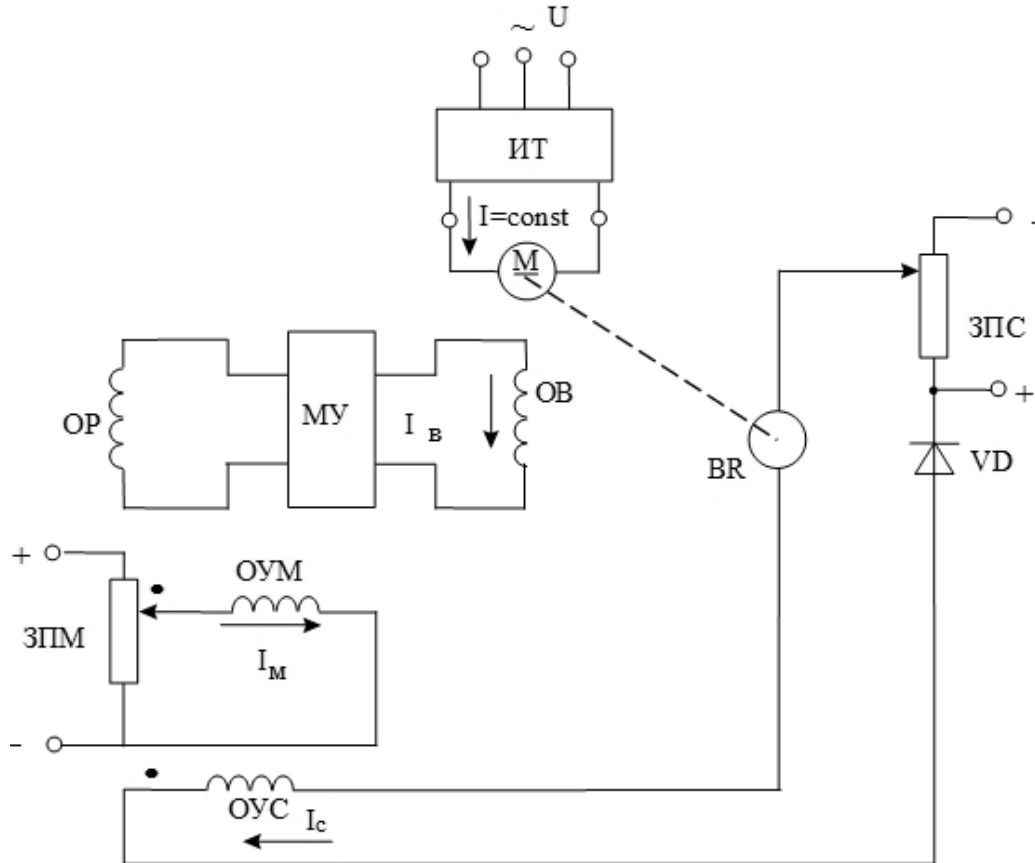


Рис. 6.15. Замкнутая система по схеме «источник тока – двигатель»

Вентиль V начинает пропускать I_c при определенной ЭДС тахогенератора, соответствующей скорости ω_1 . В этот момент МДС магнитного усилителя уменьшается, снижается ток возбуждения I_B , магнитный поток Φ и момент, и механические характеристики при $\omega > \omega_1$ представляют собой наклонные линии, как показано на рис. 6.16.

$$F_o = F_i - F_n.$$

Так как при скоростях $\omega < \omega_1$ ЭДС тахогенератора меньше U_{zc} , ток I_c и МДС F_c равны нулю, система разомкнута и механические характеристики ДПТ – вертикальные прямые.

При $\omega < \omega_1$, если считать линейными зависимости

$$\hat{O} = \alpha I_{\hat{a}}, \quad I_{\hat{a}} = \beta F_o, \quad F_n = K_{\text{ин}} \omega,$$

то уравнение механической характеристики будет иметь вид:

$$\omega = \frac{F_1}{\hat{E}_{in}} - \frac{\dot{I}}{\hat{E}_{in} \alpha \beta \hat{E} I}, \quad (6.8)$$

где α, β, K_{oc} — коэффициенты передачи цепи возбуждения, магнитного усилителя и цепи обратной связи.

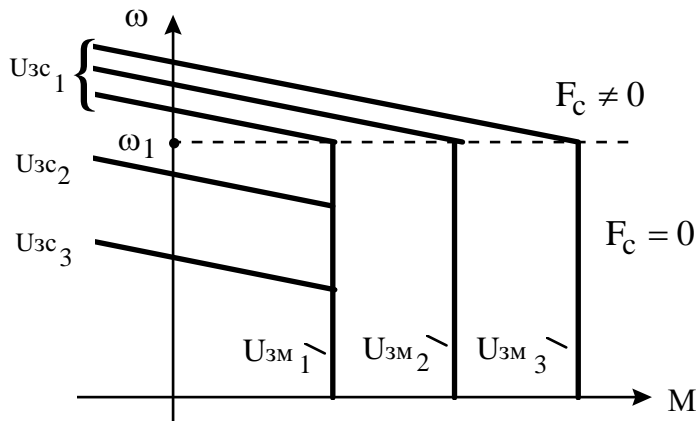


Рис. 6.16

Изменяя уставку задающего потенциометра момента (ЗПМ), можно регулировать момент при $\omega < \omega_1$.

Рассмотренные в (6.2, 6.3) системы управления относятся к классу систем стабилизации. Их главный признак: неизменность

задающего воздействия, точнее, более медленные темпы изменения задания, по сравнению со временем его отработки.

В общем случае введение обратных связей сопровождается включением в состав устройства управления не только компараторов (устройств сравнения), но и регуляторов (Р) — устройств, преобразующих сигнал рассогласования в управляющее воздействие по некоторому алгоритму (рис. 6.17).

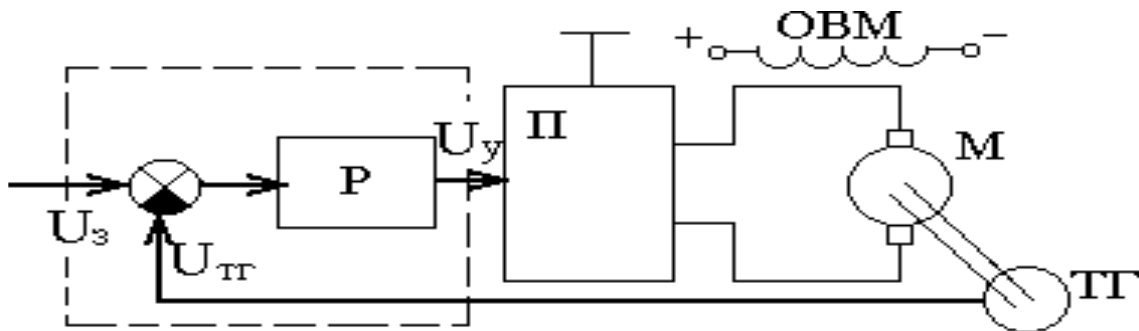


Рис. 6.17. Замкнутая система управления с регулятором

Проведем теперь мысленно следующий эксперимент. Сделаем регулятор интегральным с передаточной функцией $W_p(p) = 1/T_i p$, где T_i — постоянная интегрирования. Установившийся режим в системе наступит теперь только тогда, когда сигнал на входе интегратора станет равным нулю, т. е. при $U_z = U_{oc}$. Следовательно, регулируемая координата в установившемся режиме точно воспроизводит задание, и сигнал рассогласования равен нулю. Системы управления, в которых сигнал рассо-

гласования при действии некоторого возмущения равен нулю, называются астатическими по отношению к этому возмущению, в противном случае — статическими.

В том случае, если между точкой приложения управляющего воздействия и регулируемой координатой существуют другие измеримые переменные, могут быть организованы обратные связи и по этим переменным, причем каждый внутренний контур управления является подсистемой — объектом управления для внешнего контура. На рис. 6.18 показана структура аналого-цифровой системы управления положением рабочего органа, построенной по принципу подчиненного управления с регуляторами тока РТ, скорости РС и положения РП.

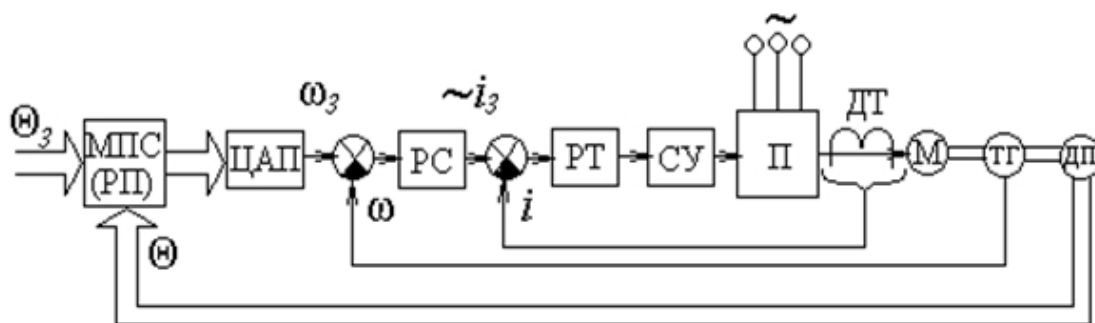


Рис. 6.18. Структурная схема аналого-цифровой системы управления цифровым регулятором положения

Синтез структуры и параметров регуляторов в таких системах, нашедших широкое применение в электроприводе, подробно рассматриваются в разделах дисциплины «Системы управления электроприводов».

6.4. Системы программного управления, следящие системы

Если задающие воздействия на объект управления формируются на основе заранее заданной программы, то такая система называется системой программного управления. Очевидно, что в составе устройства управления при этом обязательно присутствуют две части — устройство хранения и устройство воспроизведения программы. Типичным примером таких систем являются системы числового программного управления станков (ЧПУ). Это уже достаточно сложные, как правило, микропроцессорные системы управления.

Инженер-технолог проектирует вначале технологический процесс изготовления детали на станке с ЧПУ: траектории движения инстру-

мента, тип инструмента, режим обработки, число проходов и т. д. Далее в дело вступает инженер-программист, который на специальном языке описывает все траектории движения рабочих органов, последовательное воспроизведение которых электроприводами приведет, в конечном счете, к изготовлению детали. Эта информация в виде последовательности кадров управляющей программы записывается в запоминающее устройство. Для того чтобы внутри текущего кадра в реальном времени сформировать управляющие воздействия, используются специальные устройства воспроизведения программы — интерполяторы, которые по заданным опорным точкам траектории восстанавливают всю траекторию и, собственно, формируют управляющие воздействия.

В системах с ЧПУ эти воздействия формируются не только на основе сведений о желаемой траектории движения, но и с учетом модели привода как объекта управления. Более того, системы программного управления выполняются замкнутыми, что позволяет скорректировать погрешность воспроизведения траектории при действии неучтенных возмущений. Различают контурные и позиционные системы ЧПУ. Задача последних — не воспроизведение заданной траектории, как для контурных, а воспроизведение с требуемой точностью лишь конечного положения рабочего органа (позиции). Соответствующие электроприводы получили название контурных или позиционных.

Если задающее воздействие на объект управления меняется по заранее неизвестному закону, а цель системы управления — воспроизвести это воздействие с требуемой точностью, то такая система управления называется следящей.

Если управление ведется в различных законах изменения регулируемой координаты путем формирования различных управляющих воздействий, то такое управление называется многозонным (в частности, двухзонным). Пример — регулирование скорости в системе преобразователь — двигатель вниз от основной посредством изменения напряжения на якоре и вверх от основной — посредством ослабления поля.

Если при управлении формируется сразу несколько управляющих воздействий, такое управление называется векторным. Пример — регулирование скорости бесколлекторного двигателя постоянного тока по каналам амплитуды и фазы вектора суммарного напряжения (тока) статора. Фазовое управление при этом эквивалентно изменению угла коммутации (аналог — сдвиг щеток с нейтрали в коллекторной машине постоянного тока).

В последние годы в связи с бурным развитием микропроцессорной техники получили развитие адаптивные системы управления. Часть из них являются самонастраивающимися, т. е. такими, в которых параметры регуляторов автоматически изменяются при изменении условий эксплуатации (нагрузки, момента инерции и др.), а часть — самоорганизующимися, т. е. такими, в которых автоматически изменяются и структура (алгоритм), и параметры регуляторов. Процесс адаптации происходит в три этапа: идентификация объекта управления или системы управления в целом; расчет параметров регуляторов; настройка регуляторов и (или) изменение их структуры.

6.5. Общие принципы функционального построения и классификация управляющих устройств

Математические модели устройств управления

В зависимости от характера сигналов, поступающих на вход устройства управления от системы управления более высокого уровня или от человека-оператора через устройство ввода данных, а также от информационно-измерительной системы, и от сигналов, вырабатываемых устройством управления, последние делятся на два класса: аналоговые (непрерывные) и дискретные. В соответствии с этим и системы управления в целом называются аналоговыми или дискретными. В первом случае входные и выходные сигналы устройства управления — непрерывные функции времени, во втором случае — дискретные с квантованием по времени и (или) уровню. В первом случае объект управления, устройство управления и система управления в целом описываются системой дифференциальных уравнений, связывающих между собой переменные вход-выход, во втором — системой разностных уравнений.

Рассмотрим простой пример. Пусть функция системы управления состоит в стабилизации угловой скорости двигателя на заданном операторном уровне. Пусть на вход системы управления поступает сигнал рассогласования по скорости: $u(t) = \omega_3(t) - \omega_{oc}(t)$. Один из возможных алгоритмов работы устройства управления состоит в выдаче управляющего воздействия на вход силового преобразователя, регулирующего напряжение на двигателе, по следующему закону:

$$y(t) = k_i \left[u(t) + \frac{1}{T_{\text{и}}} \int_0^t u(t) dt \right], \quad (6.9)$$

где $k_{\text{и}}$ — коэффициент передачи; $T_{\text{и}}$ — постоянная интегрирования.

Такое устройство управления выполняет функции так называемого пропорционально-интегрального регулятора, вырабатывая управляющий сигнал, пропорциональный не только сигналу рассогласования, но и интегралу от него. Введем переменную

$$x(t) = \int_0^t u(t) dt$$

и перепишем формулу (6.9) в следующем виде:

$$\frac{dx(t)}{dt} = u(t); \quad (6.10)$$

$$y(t) = k_{\text{и}} \left[u(t) + \frac{1}{T_{\text{и}}} x(t) \right]. \quad (6.11)$$

Система уравнений (6.10), (6.11) описывает поведение пропорционально-интегрального аналогового регулятора в пространстве состояний, причем уравнение (6.11) является уравнением выхода, а в качестве переменной состояния используется интеграл сигнала рассогласования по скорости. Соответствующая структурная схема устройства управления приведена на рис. 6.19, которая является однолинейной схемой, так как имеет один входной, один выходной сигнал и одну переменную состояния регулятора.

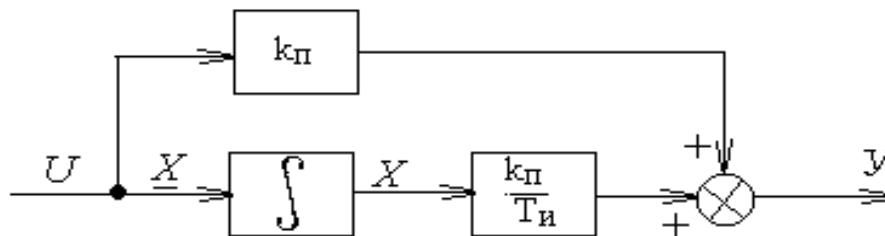


Рис. 6.19. Структурная схема пропорционально-интегрального аналогового регулятора

В общем случае аналоговое устройство управления описывается системой уравнений в матричной форме:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t); \quad (6.12)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t). \quad (6.13)$$

Матрицы A , B , C , D выродились в коэффициенты: $A = 0$; $B = 1$; $C = k_{\text{и}}/T_{\text{и}}$; $D = k_{\text{п}}$.

Предположим теперь, что функции пропорционально-интегрального регулятора выполняет ЭВМ или микропроцессорная система

(рис. 6.20). Непрерывный сигнал рассогласования по скорости $u(t)$ поступает на вход аналого-цифрового преобразователя АЦП и в определенные моменты времени kT , где $k = 0, 1, 2, \dots$, вводится в ЭВМ. Этот сигнал интерпретируется вычислительным устройством как некоторая последовательность чисел $u(kT)$, которая должна быть преобразована в некоторую другую последовательность чисел $y(kT)$ в соответствии с заданным алгоритмом управления и выдана на выход ЭВМ, т. е. на вход цифроаналогового преобразователя ЦАП, который преобразует ее в аналоговый сигнал. Этот сигнал и является управляющим воздействием, поступающим на вход объекта управления (в нашем случае, например тиристорного преобразователя). Очевидно, что сигналы на входе ЭВМ являются дискретными как по уровню, так и по времени.

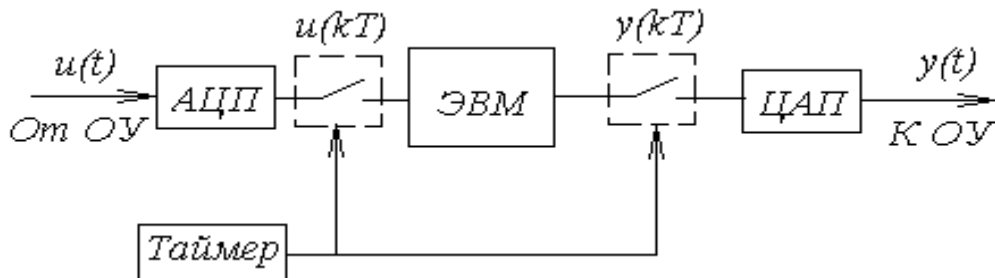


Рис. 6.20. Упрощенная схема цифрового устройства управления

Перейдем от системы дифференциальных уравнений к системе разностных уравнений. Для этого выполним дискретизацию уравнений пропорционально-интегрального регулятора (6.10), (6.11), в результате чего получим:

$$x(k+1) = x(k) + Tu(k); \quad (6.14)$$

$$y(k) = k_i u(k) + \frac{k_i}{T_e} x(k). \quad (6.15)$$

Система разностных уравнений (6.14), (6.15) соответствует структурной схеме цифрового регулятора (рис. 6.21). Уравнения (6.14), (6.15) являются уравнениями состояния и выхода (соответственно) дискретного устройства управления. Первое связывает историю с предысторией, т. е. описывает новое состояние дискретной системы $x(k+1)$ через текущее состояние $x(k)$ и текущее значение входного воздействия $u(k)$. Второе определяет текущее значение выхода $y(k)$ через текущее состояние $x(k)$ устройства управления и текущее значение входа $u(k)$. Тот факт, что в промежутке времени между двумя последовательными сигналами квантования состояние устройства и выхода неизменно, отражается на структурной схеме с помощью элемента памяти П (элемента

задержки ЭЗ на один такт T), хранящего информацию до нового сигнала дискретизации по времени.

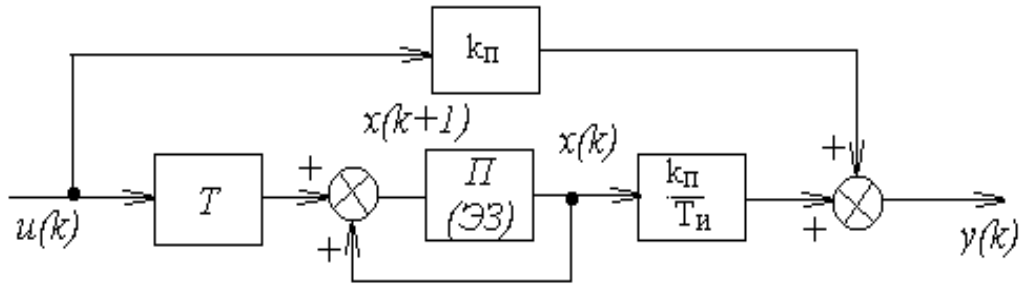


Рис. 6.21. Структурная схема цифрового пропорционально-интегрального регулятора

Работу цифрового регулятора можно описать так: с появлением очередного импульса дискретизации считывается состояние входа $u(k)$ и на основе текущего состояния устройства $x(k)$ формируется выходное управляющее воздействие $y(k)$. Рассчитывается состояние перехода $x(k + 1)$ в соответствии с формулой (6.14) и устанавливается на входе элемента памяти. С приходом нового импульса дискретизации состояние перехода становится текущим, производится считывание нового входного воздействия, расчет и выдача выходного воздействия, определение нового состояния перехода и т. д.

Таким образом, дискретное устройство управления представляет собой последовательный аппарат, каждое новое состояние которого определяется на основе текущего состояния автомата и текущего состояния входов и запоминается на период времени, равный интервалу дискретизации. Так как во всех цифровых системах разрядность величин конечная, то число различных состояний автомата тоже конечное и он может быть назван конечным автоматом.

В общем случае дискретное устройство управления описывается системой уравнений в матричной форме:

$$x(k + 1) = A^*(k)x(k) + B^*(k)u(k), \quad (6.16)$$

$$y(k) = C^*(k)x(k) + D^*(k)u(k), \quad (6.17)$$

где $x(k)$ — n -мерный вектор состояния устройства управления; $u(k)$ — m -мерный вектор входных воздействий; $y(k)$ — l -мерный вектор выходных управляющих воздействий.

Матрицы A^* , B^* , C^* , D^* , соответственно, называются: системной, управления, наблюдения и проходной. Матричная структурная схема дискретного устройства управления приведена на рис. 6.22.

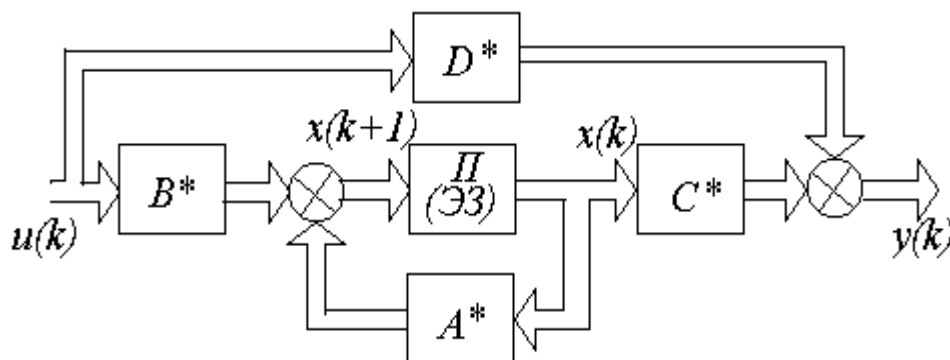


Рис. 6.22. Матричная структурная схема дискретного устройства управления

Принцип функционального построения дискретного устройства управления

Обобщенная матричная структурная схема (рис. 6.23) может быть реализована с помощью входного логического преобразователя ЛП 1 вектора входных воздействий $u(k)$ и вектора текущего состояния устройства управления $x(k)$ в вектор состояния перехода $x(k+1)$, элемента памяти П текущего состояния $x(k)$ и выходного логического преобразователя ЛП 2 векторов входных воздействий $u(k)$ и вектора текущего состояния $x(k)$ в вектор выхода $y(k)$.

Тактовый генератор ТГ служит для задания импульсов квантования по времени, в соответствии с которыми производится запись рассчитанного состояния перехода $x(k+1)$ в память устройства.

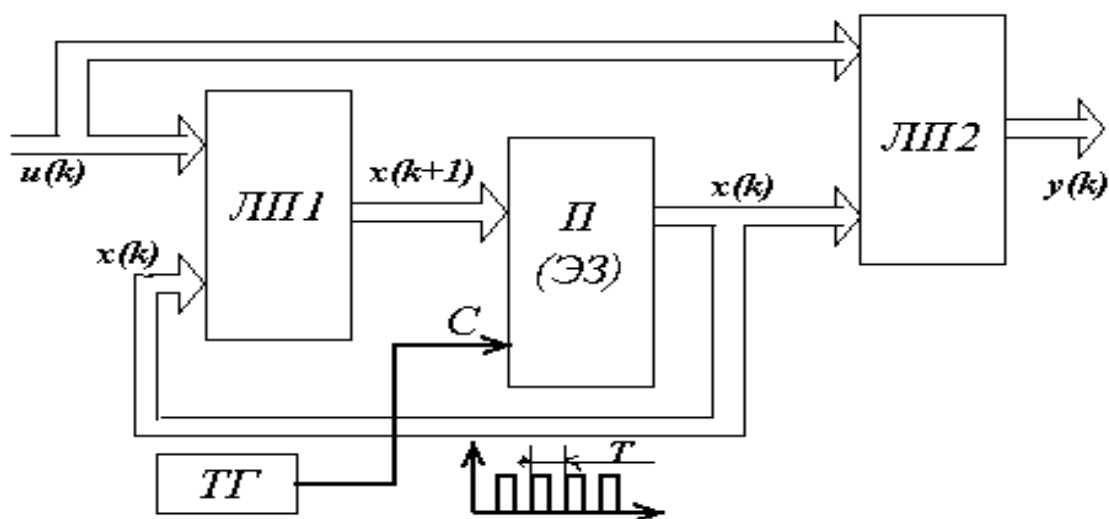


Рис. 6.23. Аппаратная реализация дискретного устройства управления

Рассмотренное устройство управления называется последовательным синхронным автоматом. Автомат работает в дискретном времени. Пусть в момент времени kT автомат имеет внутреннее состояние $x(k)$ и входное состояние $u(k)$. Уравнение (6.16), реализованное в блоке входной логики, задает так называемую функцию перехода автомата, в соответствии с которой определяется то состояние автомата $x(k+1)$, в которое он перейдет в ответ на полное состояние автомата (внутреннее и состояние входов) в момент времени $(k+1)T$.

Уравнение (6.17), реализованное в блоке выходной логики, задает функцию выхода, в соответствии с которой по полному состоянию автомата определяется текущее состояние выхода $y(k)$. В момент времени $(k+1)T$ по переднему фронту импульса C от тактового генератора производится запись рассчитанного состояния перехода в память автомата. После этого следует новая фаза вычислений очередного состояния перехода и выхода.

Таким образом, в дискретные моменты времени kT , где $k = 0, 1, 2, \dots$, происходят дискретные изменения вектора состояния и вектора выхода, что и является главной особенностью любой дискретной системы управления. Годограф вектора состояния (рис. 6.24) представляет собой совокупность отдельных точек (дискрет) в пространстве состояний, в которые с каждым тактом квантования последовательно переходит дискретная система. Последовательный синхронный автомат можно рассматривать как «черный ящик», преобразующий некоторую последовательность входных «пачек» чисел по m -чисел в пачке в выходную последовательность «пачек» чисел по l -чисел в пачке, где m и l — размерность векторов входа и выхода, соответственно.

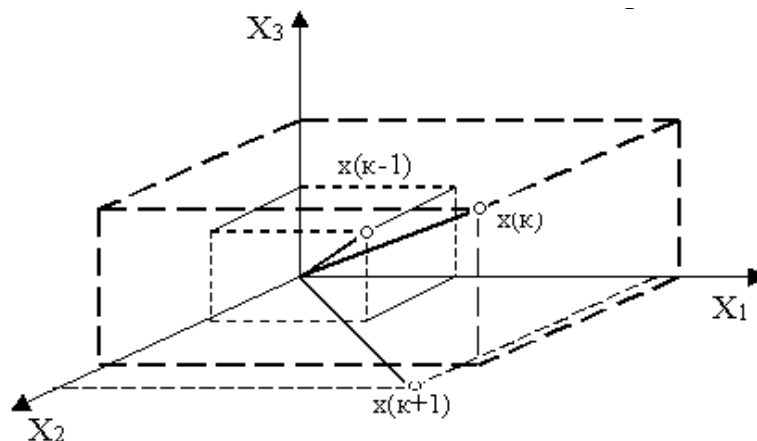


Рис. 6.24. Годограф вектора состояния

Устройства жесткой логики и устройства программируемой логики

Сегодня специалисты по автоматизации располагают различными аппаратными средствами для создания дискретных управляющих устройств. Эти средства можно разделить на два больших класса: жесткой (монтажной) и программируемой логики (рис. 6.25).

В первом случае производится параллельное решение системы разностных уравнений, описывающих алгоритм работы устройства управления (рис. 6.25, а), во втором – последовательное решение с использованием специального устройства обработки данных – процессора, которому с помощью предварительно составленной программы сообщается последовательность необходимых действий по реализации алгоритма управления (рис. 6.25, б). Вначале под управлением процессора производится последовательный опрос входов и запоминания их состояния в памяти. Далее на основе информации о текущем состоянии устройства управления (также хранящейся в памяти) и состоянии входов рассчитывается состояние выходов и состояние перехода. Текущее состояние замещается состоянием перехода, осуществляется последовательная выдача управляющих воздействия y_1, y_2, \dots, y_i , новое считывание состояния входов и т. д.

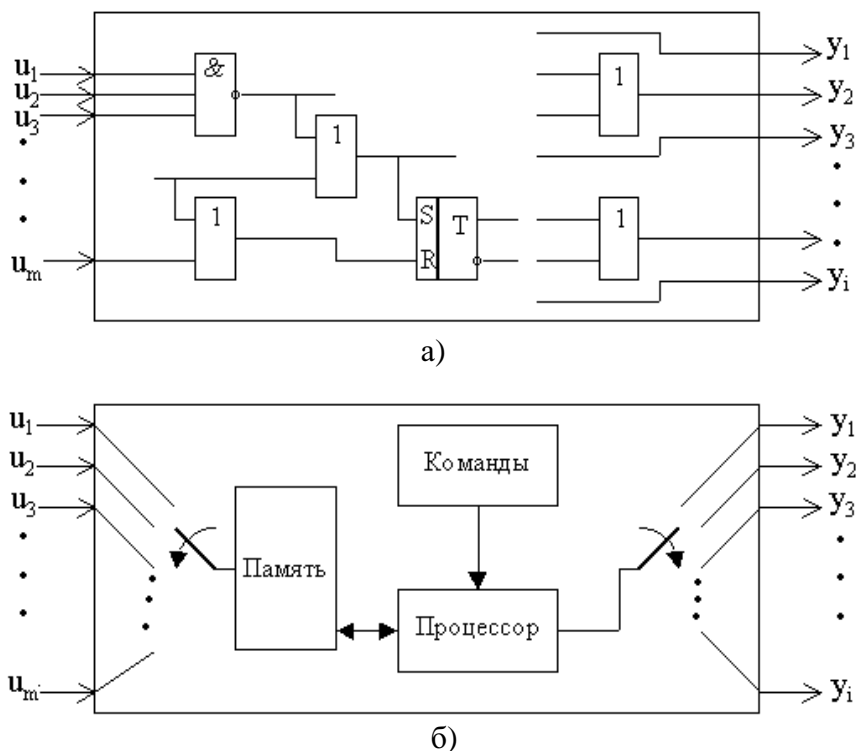


Рис. 6.25. Устройства управления

Для реализации устройств жесткой логики применяются электро-механические элементы — реле и контакторы, а также интегральные микросхемы малой и средней степени интеграции (бесконтактная логика). Сегодня более 50 % всех используемых в промышленности дискретных систем управления — устройства жесткой логики. Однако они имеют недостатки: отсутствие гибкости при внесении изменений, введении новых функций и трудность реализации сложных алгоритмов управления. Эти недостатки можно устранить заменой устройств жесткой логики программируемыми устройствами. Порог рентабельного применения программируемых устройств постоянно снижается и достиг уже небольших систем, содержащих не более 20 реле или контакторов.

В общем случае логические преобразователи должны содержать в своем составе блоки цифрового умножения, суммирования и вычитания. Их аппаратная реализация хотя и возможна, но оказывается громоздкой и неэффективной, по сравнению с устройствами программного управления, где эти же операции выполняются с помощью соответствующих команд. Поэтому устройства управления, на вход которых поступают цифровые коды, на выходе которых формируются цифровые коды, преимущественно выполняются в виде устройств программного управления, т. е. гибкой логики.

В зависимости от сложности решаемых задач эти устройства делятся на: цифровые регуляторы (цифровые фильтры) и микропроцессорные контроллеры для прямого цифрового управления силовыми преобразователями и приводом в целом; управляющие микроЭВМ для управления электроприводами и технологическим оборудованием; унифицированные блочно-модульные микропроцессорные комплексы широкого назначения; многоуровневые мультимикропроцессорные (многопроцессорные) иерархические системы управления с распределением функций управления по отдельным уровням иерархии.

Ранее упоминалась структура аналого-цифровой системы управления положением, где функции цифрового регулятора положения выполняет микропроцессорная система, формирующая сигнал задания скорости на входе аналоговой подсистемы управления скоростью (см. рис. 6.19). Такая структура характерна для приводов станков с ЧПУ. Возможна замена всех регуляторов — скорости (РС), тока (РТ) и системы управления (СУ) силовым преобразователем (СП) цифровыми устройствами управления. Вся система управления в целом будет называться при этом микропроцессорным контроллером привода постоянного тока. Контроллер может иметь самостоятельный конструктив или

встраиваться в силовой преобразователь. Связь с системой управления верхнего уровня может осуществляться по последовательному или параллельному каналу связи. Возможен также вариант установки группы контроллеров (по числу осей привода) в конструктив управляющей ЭВМ на ее систему шин (на ее интерфейс). Последний вариант характеризуется повышением скоростей обмена информацией между контроллерами и ЭВМ.

Дискретные управляющие автоматы и логические преобразователи

В простейшем случае все входные и выходные переменные меняются только на двух возможных уровнях — логической единицы «1» (высокий уровень или «включено») или логического нуля «0» (низкий уровень или «выключено»), т. е. являются так называемыми двоичными или булевыми функциями. Их аппаратная реализация возможна с помощью релейно-контакторной или бесконтактной аппаратуры. В последнем случае широко используются на практике логические элементы, шифраторы, дешифраторы, мультиплексоры, программируемые логические матрицы, постоянные запоминающие устройства и другие интегральные схемы малой, средней и большой степени интеграции. В качестве элементов памяти применяются триггеры, регистры, счетчики. Устройство управления с жесткой логикой, обрабатывающее входные двоичные сигналы и вырабатывающее выходные двоичные управляющие переменные, будем называть далее дискретным управляющим автоматом.

Функции дискретного управляющего автомата становятся сложными при большом числе входных и выходных переменных (несколько десятков, сотен). Устройство программируемой логики, выполняющее функции дискретного управляющего автомата, называется программируемым контроллером. Современные модели промышленных программируемых контроллеров могут не только выполнять логические функции, но и производить арифметические вычисления, выполняя дополнительно функции цифровых регуляторов. Поэтому в их состав, кроме модулей ввода-вывода двоичных сигналов, могут входить модули ввода-вывода цифровых и аналоговых сигналов.

Если выходные двоичные сигналы устройства управления определяются только состоянием двоичных входов, то такое устройство управления называется комбинационной логической схемой или логическим преобразователем. Очевидно, что система уравнений (6.16), (6.17) вырождается в одно матричное уравнение:

$$y(k) = D^*(k)u(k),$$

которое может быть заменено системой из l логических функций:

$$y_1 = y_1(u_1, u_2 \dots u_o);$$

$$y_2 = y_2(u_1, u_2 \dots u_o);$$

.....

$$y_l = y_l(u_1, u_2 \dots u_o).$$

Рассмотренная классификация дискретных устройств управления по сложности решаемых ими задач приведена на рис. 6.26. На рис. 6.27 дана дополнительная классификация дискретных управляющих автоматов, которые, в свою очередь, делятся на два больших класса: синхронные и асинхронные.



Рис. 6.26. Классификация дискретных устройств управления по сложности решаемых задач

В синхронных автоматах имеется устройство квантования по времени (тактовый генератор), и состояние автомата меняется в строго определенные моменты времени (точнее, может измениться только в эти моменты времени). Асинхронные автоматы не содержат тактового генератора. Их состояние меняется вслед за изменением состояния входов. Такие автоматы должны быть устойчивыми, а именно, все их состояния должны быть устойчивыми. Это возможно, если при переходе в некоторое новое состояние $x(i)$ под действием некоторого входно-

го сигнала $u(j)$ выход из этого нового состояния возможен только при поступлении на вход автомата другого сигнала, отличного от $u(j)$. Отметим, что асинхронные автоматы реализуются, как правило, на реле и контакторах. В автоматах на бесконтактных логических элементах выполнить синхронизацию не составляет труда. При этом автоматически достигается условие устойчивости.

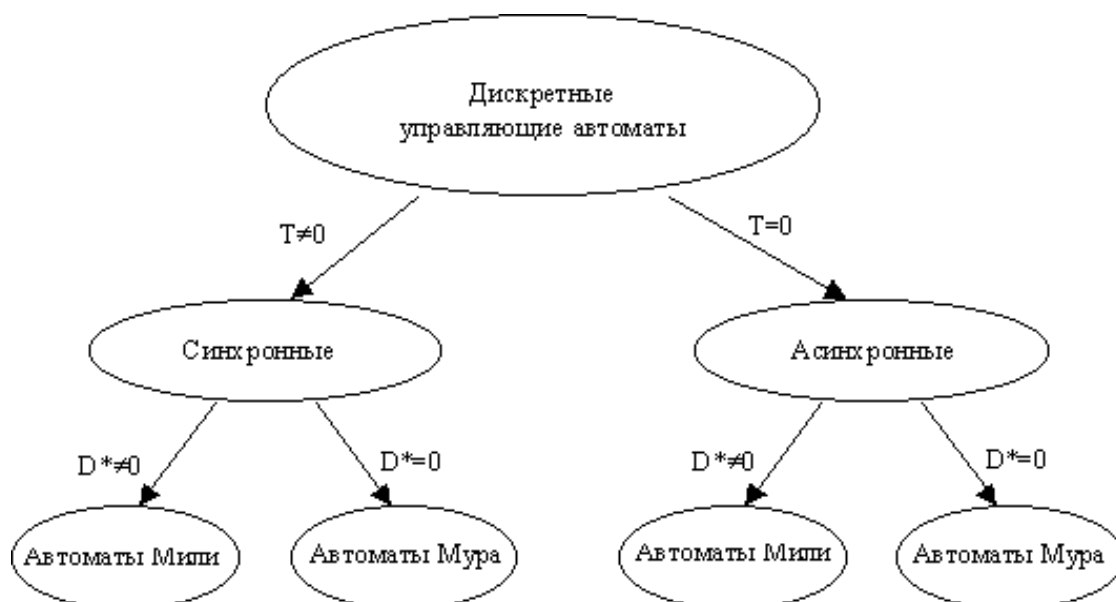


Рис. 6.27. Классификация дискретных управляющих автоматов

Если функция выхода зависит только от внутреннего состояния автомата и не зависит от состояния входов, то такой автомат называется автоматом *Мура*, в противном случае — автоматом *Мили*. В теории автоматов доказывается, что за счет перехода от одних переменных состояния к другим возможно преобразование автоматов Мура в автоматы Мили и наоборот.

Преимущества микропроцессорных систем управления

По сравнению с аналоговыми системами микропроцессорные системы обладают рядом преимуществ:

- 1) *гибкость*. Возможность путем перепрограммирования изменения не только параметров системы управления, но алгоритмов и даже структуры. При этом аппаратная часть системы остается неизменной. В аналоговых системах потребовалось бы перекомпоновывать звенья, включать новые и т. д., т. е. менять аппаратную часть;
- 2) *снятие всех ограничений* на структуру управляющего устройства и законы управления. Цифровая система управления может обеспе-

чить в самом простом случае результаты не хуже, чем аналоговая (непрерывная), когда традиционные алгоритмы управления, полученные для непрерывных систем, аппроксимируются дискретными. Однако при этом не используются потенциальные возможности цифровых систем: простота реализации нелинейных, оптимальных (например, старт-стопных), адаптивных алгоритмов; возможность построения взаимосвязанных многоструктурных систем управления. С учетом этих возможностей показатели качества цифровых систем могут заметно превышать показатели качества непрерывных систем. Например, реально создание предельных по быстродействию систем регулирования;

- 3) *самодиагностика и самотестирование* управляющих устройств. Возможность проверки исправности механических узлов привода, силовых преобразователей, датчиков и другого оборудования в периоды технологических пауз, т. е. автоматическая диагностика состояния оборудования и раннее предупреждение аварии.
- 4) более *высокая точность* за счет отсутствия дрейфа нуля, характерного для всех аналоговых устройств (дрейф нуля не позволяет точно измерить малые рассогласования в аналоговых системах). Так, цифровые системы регулирования скорости обеспечивают повышение точности на два порядка, по сравнению со своими непрерывными аналогами;
- 5) *простота визуализации параметров процесса* управления путем применения цифровых индикаторов, индикаторных панелей и дисплеев, организация диалогового режима обмена информацией с оператором в целях управления;
- 6) *высокая надежность*, меньшие масса, габариты и стоимость.

Контрольные вопросы

1. Поясните понятия: процесс управления в электроприводе, устройство управления, система управления.
2. Особенности разомкнутых и замкнутых систем управления электроприводом.
3. Поясните работу замкнутой системы управления ТП–ДПТ с отрицательной обратной связью по скорости.
4. Замкнутая система ТП–ДПТ с отрицательной обратной связью по напряжению.
5. Принцип работы замкнутой системы ТП–ДПТ с положительной обратной связью по току якоря.
6. Как осуществляется регулирование тока и момента в замкнутой системе ТП–ДПТ с помощью обратной связи по току.

7. Как проводится регулирование координат электропривода в замкнутой системе источник тока — ДПТ.
8. Принципы работы замкнутой системы управления электропривода с регулятором.
9. Поясните принципы работы системы программного управления и следящей системы.
10. Представьте и поясните структурные схемы пропорционально-интегрального аналогового и цифрового регулятора.
11. Преимущества и недостатки устройств жесткой и программируемой логики.
12. Проведите классификацию дискретных устройств управления электроприводами.
13. Преимущества микропроцессорных систем управления. Характеристики электропривода в замкнутой системе ТП—Д с отрицательной обратной связью по скорости и напряжению ДПТ.
14. Характеристики электропривода в замкнутой системе ТП—Д с положительной обратной связью по току якоря.
15. Регулирование координат электропривода в системе источник тока — ДПТ.

7. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СХЕМЫ И СПОСОБЫ ИХ НАЧЕРТАНИЯ

7.1. Термины, определения, понятия

Согласно государственному стандарту Российской Федерации в электрических схемах используются следующие термины и понятия [1].

Электрическая схема — графический конструкторский документ, на котором при помощи графических обозначений изображены составные части объекта и связи между ними. На некоторых типах схем связи могут быть и не изображены.

Элемент схемы — составная часть схемы, которая имеет самостоятельное графическое обозначение, выполняет определенную функцию в изделии и не может быть разделена на части, имеющие самостоятельное функциональное назначение.

Устройство — совокупность элементов, представляющая собой единую конструкцию. Устройство может не иметь в схеме строго определенного функционального назначения.

Функциональная группа — совокупность элементов, выполняющих в изделии определенную функцию и не представляющих собой единой конструкции.

Функциональная часть — элемент, оборудование, функциональная группа или устройство, имеющее в изделии строго определенное функциональное назначение.

Изделие — совокупность устройств, представляющая собой отдельную законченную конструкцию, имеющую свою схему соединений (панель управления, пульт и т. п.).

Объект — условное наименование изделия, устройства, установки, сооружения, применяемое в качестве общего понятия.

Линия связи — линия, являющаяся графическим символом связи между элементами.

Функциональная цепь — линии, канал, тракт определенного назначения.

7.2. Виды и типы схем

Электропривод, представляющий собой электромеханическую систему, включающую в себя комплекс связанных между собой электротехнических и механических (кинематических) устройств, изображается на чертежах в виде схем. Согласно ГОСТ 2.701–84 схемы бывают различных видов и типов.

В зависимости от используемых устройств схемы разделяются на следующие виды, обозначаемые русскими буквами: электрическая – Э, кинематическая – К, гидравлическая – Г, пневматическая – П, оптическая – Л и др.

Электрические схемы показывают соединения электротехнических устройств, связанных между собой электрическими связями, к которым относятся электрические машины, аппараты, трансформаторы, реакторы, выключатели, датчики и другие устройства, преобразующие, передающие и потребляющие электрическую энергию.

Кинематические схемы показывают соединение механических элементов, таких как вал двигателя, вал тахогенератора, передачи (редукторы, коробки скоростей) и рабочего оборудования технологической установки, связанных между собой механическими связями. Обычно в сложных промышленных установках имеются различные устройства и взаимосвязанные электрические, гидравлические, пневматические приводы. Это обуславливает наличие комбинированных и совмещенных схем, включающих различные устройства, элементы и связи между ними. В настоящем учебном пособии, посвященном автоматизированным электрическим приводам и их системам управления, гидравлические, пневматические, оптические, вакуумные и газовые устройства и их связи не рассматриваются.

В зависимости от основного назначения схемы подразделяются на следующие типы, обозначаемые арабскими цифрами: *структурная – 1, функциональная – 2, принципиальная – 3, эквивалентная – б/н, соединений – 4, подключений – 5, общая – 6, расположения – 7, прочие – 8, объединенная – 0.*

Допускается разработка других схем, если в связи с особенностями установки требуемый объем сведений не может быть передан в комплексе документации при помощи установленных типов схем.

7.3. Условные обозначения, используемые в электрических схемах

Электротехнические устройства состоят из отдельных элементов. Например, электрическая машина состоит из индуктора или статора с обмоткой возбуждения и якоря или ротора со своей обмоткой: контакторы и реле — из катушек и контактов.

В электрических схемах электротехнические устройства и их элементы изображаются условными графическими обозначениями, регламентируемыми Государственным стандартом по Единой системе конструкторской документации (ЕСКД). Позиционные обозначения по ГОСТ 2.710–81 приведены в табл. 7.1 [9, 14].

Размеры условных графических обозначений определяются ГОСТ 2.747–68. Их разрешается увеличивать с целью выделения отдельного элемента или размещения внутри него требуемой информации и уменьшать для повышения компактности схем.

Допускается в конце обозначения указывать функциональное назначение элемента, если оно не ясно из двухбуквенного кода. При этом каждая буква латинского алфавита соответствует функциональному коду элемента или устройства, в частности: F — защитный; H — сигнальный; M — главный; V — скорость, ускорение, торможение и т. д. Например, обозначение SQ1F расшифровывается «конечный выключатель первый, защитный».

Если в рекомендациях отсутствуют необходимые двухбуквенные обозначения, можно на основе однобуквенного кода прибавлением второй буквы латинского алфавита сформировать новое обозначение, смысл которого следует объяснить на поле схемы. Однако предпочтительнее воспользоваться однобуквенным кодом. Учитывая неполноту функциональных обозначений, некоторые ведущие проектные организации ввели двух- и трехбуквенные коды, более полно отражающие функции аппаратов, что не предусмотрено ГОСТ 2.710–81, но разрешено им, если обозначения объяснены.

До введения ГОСТ 2.710–81 существовали буквенно-цифровые функциональные обозначения, которые отражают функцию элемента. Они обозначались прописными буквами русского алфавита и приведены в табл. 7.1. Такие обозначения наглядны и легко запоминаются, что важно в учебном процессе. Поэтому они оставлены в настоящем учебном пособии при рассмотрении принципов управления. Узлы схем электроприводов постоянного и переменного тока и их полные схемы выполнены с позиционными обозначениями согласно ГОСТ 2.710–81.

Таблица 7.1

Буквенные коды электрических элементов и их устройств

Позиционное обозначение по ГОСТ 2.710–81		Функциональное обозначение. Буквы русские	Вид элемента (устройства)
Однобуквенный код (обязательный)	Двухбуквенный код		
1	2	3	4
А		У	Устройство (общее обозначение), усилитель, регулятор
	<i>AD, AJ</i>	ПУ, ОУ	Усилители: полупроводниковый и операционный
	<i>AP</i>		Панель (плата) монтажная
	<i>AA, AR, AQ</i>	РТ, РС, РП	Регуляторы тока, скорости и положения
В			Преобразователи (датчики) неэлектрических величин в электрические (кроме генераторов и источников питания) и наоборот
	<i>BE, BC</i>	СП, СД	Резольвер (сельсин, поворотный трансформатор) – приемник и датчик
	<i>BQ, BR</i>	ДП, ТГ	Датчики: положения (например, индуктосин бесконтактный) и частоты вращения (тахогенератор)
С			Конденсаторы
D			Элементы логические, интегральные схемы
	<i>DA, DD</i>		Аналоговые и цифровые микросхемы, логические элементы
Е			Элементы различные, для которых не установлено специальное буквенное обозначение
	<i>EH, EL</i>	ЭЛ, Л	Элемент нагревательный и лампа осветительная
F			Элементы и устройства защитные
	<i>FA</i>	РМ	Максимально-токовое реле (элемент мгновенного действия)
	<i>FP</i>	РТ	Тепловое реле (элемент инерционного действия)
	<i>FV</i>	РН	Элемент релейный для защиты по напряжению (реле минимального напряжения)
	<i>FU</i>	Пр	Предохранитель плавкий
G		Г	Генераторы, источники питания
	<i>GB</i>	Б	Батарея питания (аккумуляторная) и питающее устройство

Продолжение табл. 7.1

1	2	3	4
Н			Устройства индикаторные и сигнальные
	<i>HA, HL</i>	Зв, ЛС	Приборы звуковой и световой сигнализации
К			Реле, контакторы, пускатели
	<i>KA, KV, KT</i>	РТ, РН, РВ	Реле тока, напряжения и времени
	<i>KC</i>	РС	Реле счетное
	<i>KF</i>	РОП (РНТ)	Реле обрыва поля (нулевого тока)
	<i>KM</i>		Контактор, магнитный пускатель
		РВ,РН (В,Н)	Реле (контакторы) направления: вперед, назад, вверх, вниз
		РУ(У), РБ(Б)	Реле (контакторы) ускорения и блокировочные
		РТ(Т),РД(Д), РП(П)	Реле (контакторы) торможения, механического, динамического и противовключения
		РУП (УП), РФ (Ф)	Реле (контакторы) управления полем и форсировки
Л			Индуктивности (катушки индуктивности, реакторы, дроссели)
М		Д	Электрические двигатели
Р			Приборы и устройства измерительные и испытательные, указывающие, регистрирующие и дифференцирующие
	<i>PA, PV, PW</i>	А, V, W	Амперметр, вольтметр, ваттметр
	<i>PC, PF</i>	СИ, Hz	Счетчик импульсов и частотомер
Q			Устройства механические сильноточные, коммутирующие, выключатели, разъединители в силовых цепях
	<i>QF, QM</i>	ВА, В	Выключатель автоматический и силовой
	<i>QS</i>	Р	Разъединитель
R			Резисторы
		Ру, Rт, Rd, Rp, Rф, Rэ	Ускорения, торможения (механического, динамического, противовключения), форсировки и экономический
	<i>RP, RS</i>	П, Ш	Потенциометр, шунт измерительный
	<i>RK, RT, RU</i>		Терморезистор, термистор, варистор
S			Устройства коммутационные для цепей управления, контроля, сигнализации и измерительных
	<i>SA, SF</i>	В, ВА	Выключатель (переключатель) простой и автоматический цепей управления
	<i>SB, SQ</i>	Кн, ВК, ВП	Выключатель кнопочный, конечный и путевой
	<i>SM</i>	КК	Командоконтроллер. Ключ управления

Окончание табл. 7.1

1	2	3	4
T		Тр	Трансформаторы
	<i>TA, TV</i>	ТТ, ТН	Трансформаторы тока и напряжения
	<i>TM, TC</i>	ТС, ТУ	Трансформаторы силовой и цепей управления
	<i>TR</i>	ФЕ	Автотрансформатор
U			Преобразователи электрических величин в неэлектрические (датчики)
	<i>UA, UV</i>	ДТ, ДН	Преобразователи (датчики) тока, напряжения
	<i>UZ</i>	ПЧ	Преобразователь частоты (выпрямитель, инвертор)
V			Приборы электровакуумные, полупроводниковые
	<i>VD</i>	Д	Диод, стабилитрон
	<i>VM, VC</i>	Вп	Выпрямитель силовой и цепей управления
	<i>VS, VT</i>	Т	Тиристор, транзистор
W			Линии электропередач, кабели, шины, антенны
X			Контактные устройства соединительные, элементы выводов, разъемы
	<i>XP, XS</i>	Ш	Вилка (штырь) и розетка (гнездо) штепсельные
	<i>XT</i>	Кл	Набор зажимов, разъемные соединения
Y			Устройства механические с электрическими приводами
	<i>YA</i>	Эм	Электромагнит
	<i>YB, YC</i>	ЭмТ, ЭмМ	Тормоз и муфта с электромагнитным приводом
Z			Устройства оконечные, дифференциальные трансформаторы, фильтры, ограничители

7.4. Электрические схемы и правила их выполнения

В системах управления электропривода используются схемы, описанные в разделе 7.2. Правила выполнения схем регламентируются ГОСТ 2.702–75.

Структурная схема

Структурная схема определяет основные функциональные части электропривода (элементы, устройства и функциональные группы), в которые объединяются отдельные электротехнические устройства, их назначение и взаимосвязи. Она разрабатывается на стадии проектирования и используется для общего ознакомления с электроприводом. Стрелками отмечаются направления сигналов управления, обратных связей и параметров электропривода. Наименования функциональных частей указываются внутри блоков и вне их. Функциональные части изображаются в виде прямоугольников или условных графических обозначений, соединенных линиями связей, определяющих их взаимосвязь. На линиях указываются обозначения параметров системы. На рис. 7.1 для примера приведена структурная схема электропривода, где ИП (G) – источник питания, в качестве которого в большинстве случаев используется электрическая сеть; П (U) – преобразующее устройство; Д (M) – электродвигательное устройство; ПУ (Y) – передаточное устройство; ИОРМ – исполнительный орган рабочей машины;

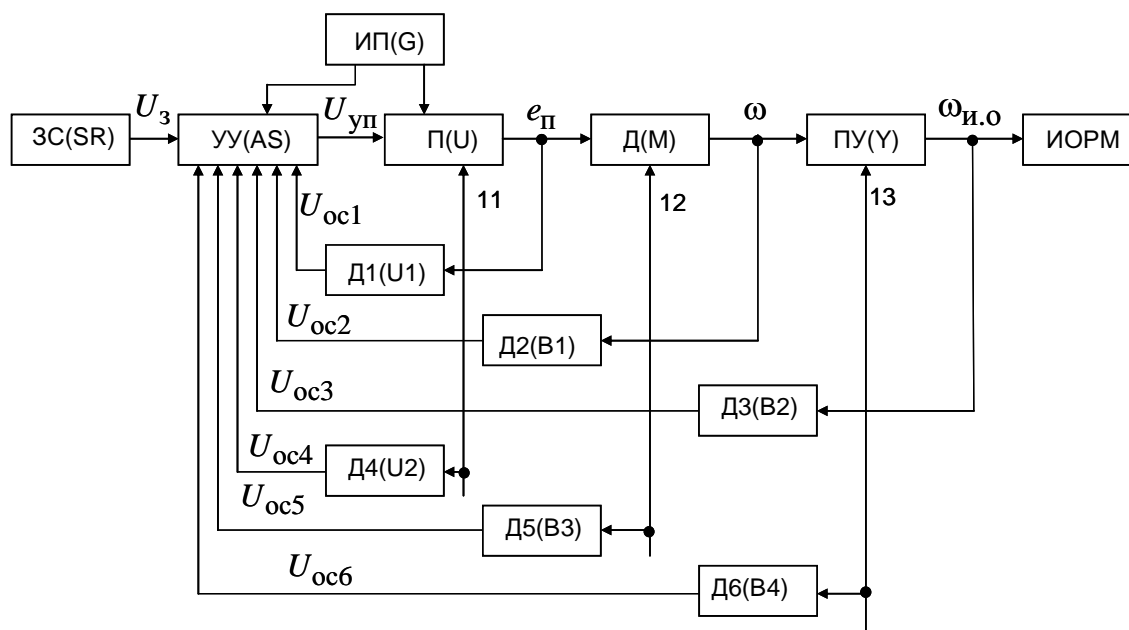


Рис. 7.1. Структурная схема электропривода

УУ (AS) – управляющее и информационное устройства, которые получают информацию от задающего устройства (задатчика) скорости ЗС (SR) и датчиков обратных связей Д1–Д6 (U1, U2, В1–В4) и вырабатывают сигналы управления преобразующим, электродвигательным и передаточным устройствам. Обратные связи могут осуществляться по управляемым координатам электропривода: ЭДС преобразователя e_n , скорости двигателя ω и скорости исполнительного органа $\omega_{ио}$ и по возмущающим воздействиям f_1 – f_3 , действующим на П, Д и ПУ.

При большом количестве функциональных частей взамен наименований допускается проставлять порядковые номера, как правило, слева направо и сверху вниз, а наименования элементов, соответствующие номеру, указанному в таблице, помещаемой на поле схемы.

Функциональная схема

Функциональная схема электропривода разъясняет процессы, протекающие в отдельных функциональных частях или в электроприводе в целом. Эти схемы используются для изучения принципов работы электропривода и его составных частей, а также при их наладке, регулировке, контроле и ремонте. На функциональной схеме изображаются функциональные части электропривода (элементы, устройства, функциональные группы) и связи между ними или конкретные электрические, магнитные и механические соединения (провода, обмотки, валы). Функциональные части, как правило, изображают в виде условных графических обозначений, а отдельные из них допускается изображать прямоугольниками. Обычно двигатель, электромашинные преобразователи, задатчики и датчики обратных связей изображают их условными обозначениями, а сложные управляемые преобразователи и устройства системы управления – прямоугольниками. Все функциональные части должны иметь наименования, обозначения или тип, которые вписываются в прямоугольники или помещаются рядом с изображениями.

Графическое построение схемы должно давать наиболее наглядное представление о последовательности процессов, иллюстрируемых схемой. Функциональная схема электропривода постоянного тока приведена на рис. 7.2.

Она включает в себя те же устройства, что и структурная схема на рис. 7.1. Задающее напряжение U_z обеспечивается задатчиком ЗС (RP). Обратная связь по скорости двигателя осуществляется тахогенератором

ТГ (BR), обеспечивающим напряжение обратной связи U_c , пропорциональное скорости двигателя. Напряжение управления, равное $U_y = U_3 - U_c$, усиливается усилителем У (А) или регулятором и в виде напряжения управления преобразователя $U_{уп}$ подается на вход силового преобразователя П (U), который обеспечивает регулирование напряжения питания двигателя постоянного тока Д (М).

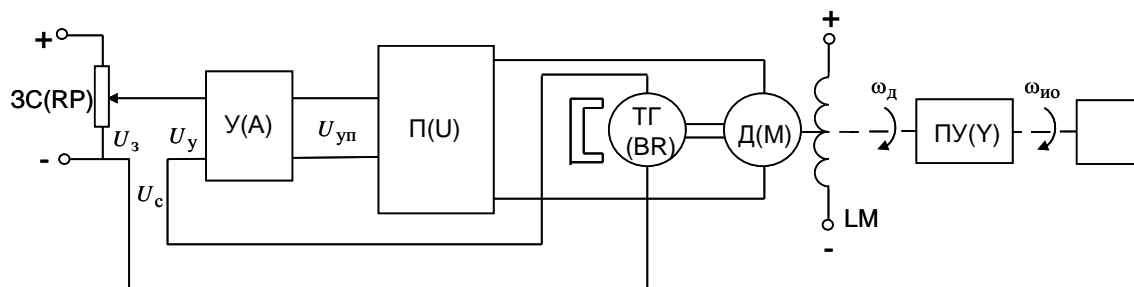


Рис. 7.2. Функциональная схема электропривода

Принципиальная схема

Принципиальная схема определяет полный состав элементов электротехнических устройств электропривода и связи между ними. Она используется для изучения принципов работы электроприводов, их наладки, регулировки, контроля, ремонта и является основанием для разработки схем соединений и подключений.

На принципиальной схеме электропривода изображают все элементы электротехнических устройств, необходимые для осуществления и контроля динамических и статических процессов электропривода, и все электрические, магнитные и некоторые механические связи между ними, а также электрические элементы, которыми заканчиваются входные и выходные цепи (зажимы, разъемы и т. п.).

Элементы на принципиальной схеме изображают в виде условных графических обозначений по ЕСКД. Сложные устройства электропривода, например преобразователи, усилители, имеющие свои принципиальные схемы, в принципиальной схеме электропривода часто рассматриваются как элемент и изображаются в виде прямоугольника или другого обозначения с выходными цепями. Часто внутри прямоугольника показывают условное изображение устройства. В этом случае принцип работы электропривода определяется его принципиальной схемой и принципиальной схемой преобразователя.

Элементы в принципиальных схемах изображают для устройства в отключенном и ненажатом состояниях, совмещенными или разнесен-

ными способами. Наибольшее распространение получило изображение разнесенным способом, когда устройства расчленяются на отдельные элементы, располагаемые в различных местах схемы для большей наглядности и простоты ее начертания. При этом позиционное обозначение, присвоенное устройству на схеме, проставляется около всех его элементов сверху или справа от изображения. Последовательность присвоения порядковых номеров должна соответствовать последовательности расположения на схеме основных элементов устройств, например, обмоток контакторов или реле, начиная от ввода источника питания. Допускается (если это не усложняет схему) отдельно изображенные элементы одного устройства соединять линией механической связи, а позиционные обозначения проставлять у одного или обоих концов линии.

В принципиальных схемах электроприводов различают силовые цепи и цепи управления. К силовым цепям относятся цепи силовых устройств двигателей и преобразователей, а к цепям управления — цепи элементов управления, информационных устройств, усилителей, электрических аппаратов и т. п.

Принципиальные схемы выполняют в однолинейном или многолинейном изображениях линиями одинаковой толщины.

Допускается выделять отдельные функциональные части выполнением линий различной толщины. Например, силовые цепи рекомендуется вычерчивать более толстыми линиями, чем цепи управления. Элементы, включенные в цепь, которая выделена толщиной линии, рекомендуется вычерчивать линиями той же толщины, что и цепь.

Разрешается на принципиальных схемах графически выделять устройства, функциональные группы, части схемы и т. п., контурной штрихпунктирной линией в виде прямоугольной формы. Можно использовать фигуру и неправильной формы.

При начертании принципиальных схем используется строчный способ, когда элементы располагают последовательно друг за другом в одну цепь, а цепи чертят параллельно, образуя строки. Строки на схемах располагаются в горизонтальном и вертикальном направлениях. При начертании схем стараются по возможности уменьшить количество пересечений линий связей.

В качестве примера на рис. 7.3 приведена электрическая принципиальная схема электропривода переменного тока с двумя асинхронными двигателями. Двигатель *М1* может выполнять главное движение, а *М2* — вспомогательное (обычно для производственных механизмов).

Все цепи в схеме расположены вертикальными строками, как принято в станкостроении. В схеме применены автоматические выключатели *QF* и *SF*, предохранители *FU1* и *FU2*, линейные контакторы *KM1* и *KM2*, тепловые реле *FP1*, *FP2*, кнопки управления *SB1–SB4* и сигнальные лампы *HL1–HL3*. В схеме использованы буквенно-цифровые позиционные обозначения согласно ГОСТ 2.710–81.

Для удобства чтения принципиальных схем и создания по ним схем соединений и подключений участки цепей принципиальной схемы нумеруются (маркируются) согласно ГОСТ 2.709–89. Номер присваивается зажимам двух последовательно включенных элементов и проставляется слева или сверху линии связи, соединяющей эти элементы.

Силовые цепи переменного тока маркируют латинской буквой *L* с номерами *L1*, *L2*, *L3*, обозначающими фазы, и буквой *N*, обозначающей «нуль», и последовательными числами, проставляемыми сверху вниз и слева направо (рис. 7.4, а). ГОСТ 2.709–89 допускает, если это не вызовет ошибочного подключения, обозначать фазы, соответственно, буквами *A*, *B*, *C*. Зажимы электротехнических устройств и потребителей, предназначенные для прямого или непрямого соединений с питающими проводами трехфазной системы, предпочтительно обозначать буквами *U*, *V*, *W*, если необходимо соблюдение последовательности фаз (рис. 7.4, б).

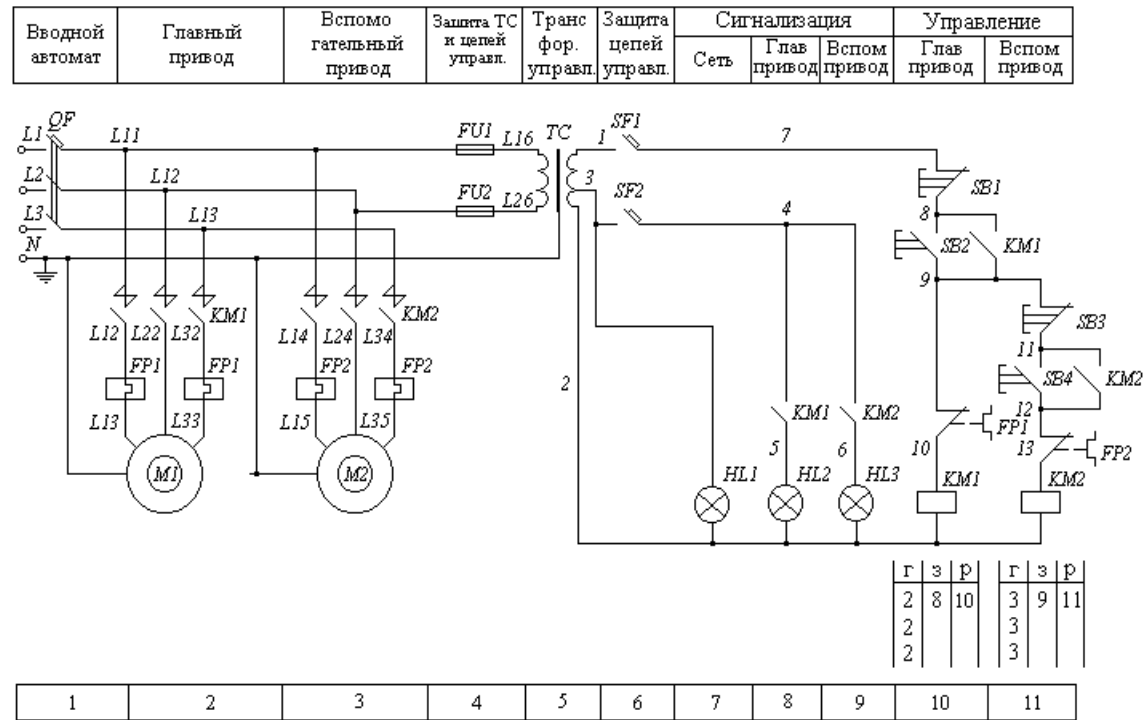


Рис. 7.3. Принципиальная электрическая схема

Силовые цепи постоянного тока маркируют: участки цепей положительной полярности — нечетными числами, а отрицательной полярности — четными. Допускается нумеровать цепи постоянного тока последовательными числами. Цепи управления, защиты и сигнализации маркируют слева направо и сверху вниз последовательными числами. Допускается цепи управления постоянного и однофазного переменного тока маркировать четными и нечетными числами. Обычно в сложных больших схемах, все цепи постоянного тока маркируются четными и нечетными числами, начиная с 1, 100, 200, 300 и т. д., отделяя функциональные назначения цепей схемы, например, силовые цепи управления, защиты и сигнализации. К границе нечетных и четных номеров подключаются потребители электрической энергии, обмотки электрических машин и аппаратов, лампы и т. п. Такой способ маркировки имеет некоторые преимущества, особенно при выполнении схем соединений и подключений так как при изготовлении изделий уменьшается вероятность неправильных соединений и коротких замыканий.

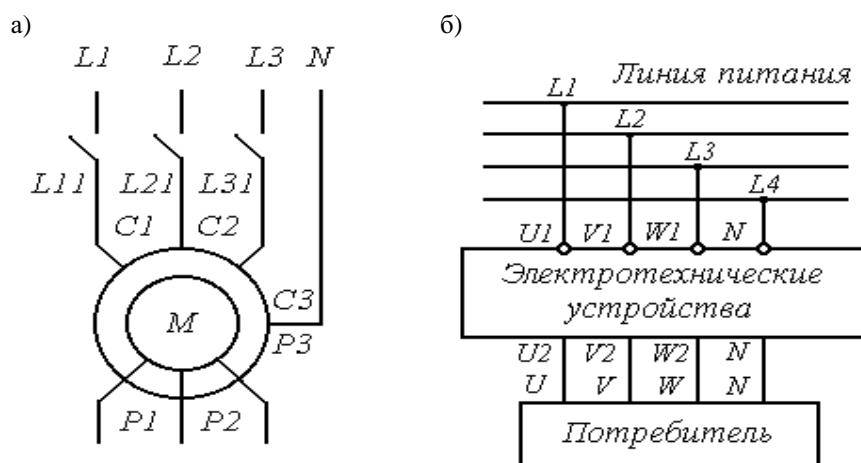


Рис. 7.4. Принципиальная схема силовой части электропривода

На схеме маркировку проставляют около концов или в середине участка цепи, причем справа от изображения цепи при вертикальном ее расположении и сверху — при горизонтальном. В технически обоснованных случаях маркировку цепей схемы допускается проставлять справа и под изображением цепей. Обычно справа и снизу изображений цепи проставляется заводская маркировка выводов, элементов или изделия. Например, на рис. 7.4, а показана такая маркировка, обозначающая выводы обмоток статора: $C1$, $C2$, $C3$ и ротора: $P1$, $P2$, $P3$ асинхронного двигателя, выводы обмоток двигателя постоянного тока: $Я1$, $Я2$ — якоря, $Д1$, $Д2$ — дополнительных полюсов, $Ш1$, $Ш2$ — независимого или параллельного возбуждения и $C1$, $C2$ — последовательного возбуждения.

Чтобы облегчить нахождение элементов и чтение схемы, допускается нумеровать параллельные строки слева направо при вертикальном выполнении строк (рис. 7.3) и сверху вниз — при горизонтальном, т. е. разделять схему на зоны, номера которых указываются снизу при вертикальных строках или слева при горизонтальных строках от схемы. С другой стороны схемы приводятся в виде таблицы надписи, определяющие функциональное назначение строки (зоны) по действию исполнительного элемента (см. рис. 7.3). Около катушек аппаратов указывается, в какой зоне схемы находятся их главные (Г) и вспомогательные замыкающие (З) и размыкающие (Р) контакты.

С целью повышения надежности в принципиальных схемах должны выполняться следующие дополнительные правила. Неподвижный контакт аппарата, выключателя простого и автоматического должен подключаться к сети, а подвижный — к потребителю (см. рис. 7.3).

В силовых цепях схем нереверсивных электроприводов линейный контактор или контакторы направления (Вперед, Назад) в реверсивных электроприводах должны находиться со стороны «плюса» сети для того, чтобы обмотка якоря двигателя постоянного тока, резисторы и катушки аппаратов находились со стороны «минуса», так как при присоединении их к «плюсу» в большей степени повреждается их изоляция. В схеме управления также для повышения надежности схемы катушки аппаратов подсоединяются на общий «минус».

С целью экономии меди при ошиновке в схеме электрических соединений контакты контакторов направления (КВ, КН), контакторов ускорения КУ электропривода постоянного (рис. 7.5, а) и переменного тока komponуются соединением подвижных (рис. 7.5, б) или неподвижных контактов (рис. 7.5, в). С этой же целью в схеме управления контакты и катушки аппарата располагаются по возможности рядом.

Читаются принципиальные схемы в следующем порядке: исходное положение схемы, ее работа, электрические защиты, блокировки и сигнализация.

Исходным является положение элементов после подачи на схему напряжения питания. Например, в схеме (на рис. 7.3) после включения автоматических выключателей QF и SF в исходном положении никакие аппараты не срабатывают, а только загорается сигнальная лампа $HL1$, сигнализирующая о подаче напряжения. При анализе работы схемы рассматриваются состояния элементов, обеспечивающих переходные и установившиеся режимы работы электропривода. Например, схема на рис. 7.3 осуществляет пуск и остановку двигателей $M1$ и $M2$. Команды

на пуск двигателей подаются кнопками *SB2* и *SB4*. При нажатии на кнопку *SB2* ее замыкающий контакт с маркировкой 8—9 подает напряжение на катушку линейного контактора *KM1*, ток в которой протекает по цепи 7—8—9—10—*KM1*—2. Контактор *KM1* включается и своими главными замыкающими контактами с маркировкой *L11—L12*, *L21—L22* и *L31—L32* подключает обмотку статора двигателя *M1* к питающей сети. Происходит его пуск. Контактор *KM1* замыкающим вспомогательным контактом 8—9 шунтирует замыкающий контакт кнопки *SB2* и обеспечивает память команды «Пуск», а контактом 4—5 включает лампу *HL2*. Описать работу схемы можно проще. Например, для осуществления пуска двигателя *M2* нажимается кнопка *SB4*, которая контактом 11—12 включает контактор *KM2*. Этот контактор главными контактами подключает обмотку статора двигателя *M2* к питающей сети, а вспомогательным контактом 11—12 обеспечивает память команды на пуск и контактом 4—6 включает лампу *HL3*.

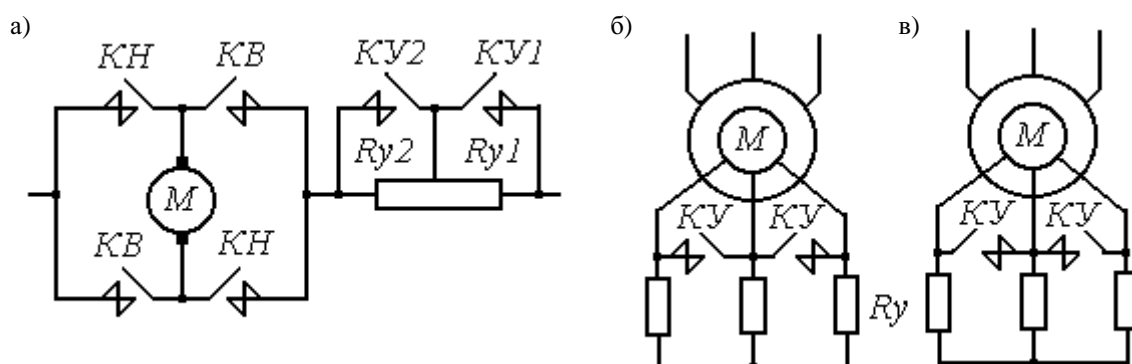
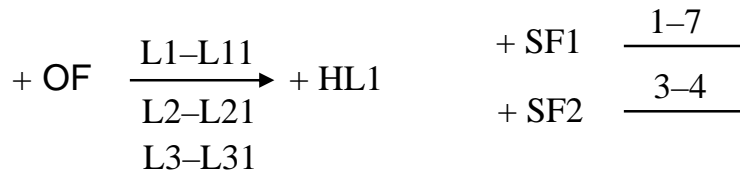


Рис. 7.5. Узлы принципиальной схемы силовой части электропривода

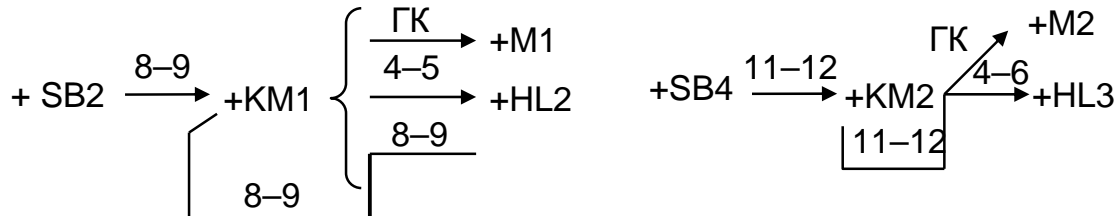
Для облегчения записи работы схемы можно использовать схематическую запись с помощью символов, где знак «+» (плюс) означает включение аппарата или двигателя, знак «—» (минус) — отключение, стрелка «→» направление воздействия одного аппарата на другой, Δt — задержка воздействия по времени. Цифры около стрелки указывают номер контакта аппарата, которым производится воздействие. Черта без стрелки « $\frac{1-7}{-}$ » с номером контактов показывает, что аппарат замкнул или разомкнул свой контакт, но прямого воздействия на включение или отключение другого аппарата не произвел, а только подготовил цепь. Буквы ГК означают: «Главные контакты». Номера на стрелке соответствуют номерам контактов аппаратов на принципиальной схеме.

С учетом сказанного, работу схемы рис. 7.3 можно изобразить следующим образом:

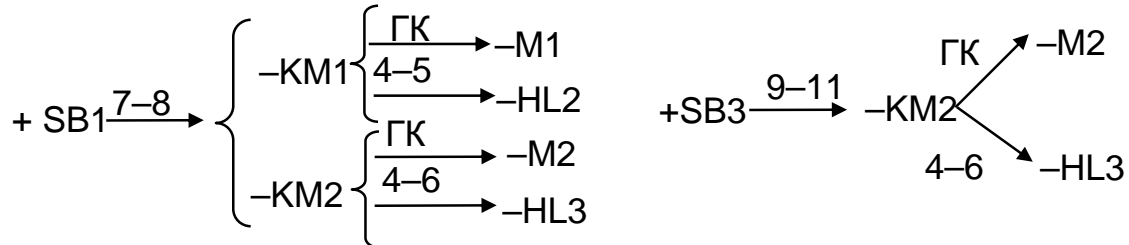
- в исходном положении:



- при пуске:



- при остановке:



Эквивалентная схема

Эквивалентная схема — это схема, предназначенная для анализа и расчета параметров (характеристик) отдельных функциональных частей или объекта в целом. К эквивалентным схемам относятся все расчетные схемы, например, схемы замещения электротехнических устройств, векторные диаграммы. Сюда относится и неправильно названная в теории автоматического регулирования структурная схема, приведенная на рис. 7.6. Это эквивалентная расчетная схема динамических режимов электропривода.

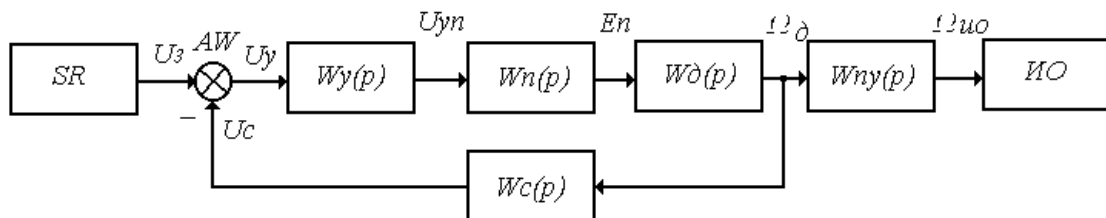


Рис. 7.6. Структурная схема электропривода

На этой схеме изображают функциональные части электропривода с их динамическими характеристиками в виде передаточных функций. Причем функциональная часть представлена в виде динамического зве-

на с одним входным и одним выходным сигналами. Все функциональные части изображаются в виде прямоугольников произвольного размера, соединенных линиями связи, на которых стрелкой указывается направления сигналов, их наименования и изображение этих сигналов.

Схемы соединений

Схема соединений показывает электрические соединения составных частей (электротехнических устройств) электропривода и определяет провода, жгуты, шины и кабели, которыми осуществляются эти соединения, а также их прокладку и места присоединения и ввода (зажимы, разъемы, и т. п.). Схемы соединений используются при изготовлении отдельных устройств и электропривода в целом, а также при их наладке, контроле, ремонте и эксплуатации. Различают схемы внутренних и внешних соединений, хотя эти термины введены в ГОСТ условно для удобства изложения правил выполнения схем и не указываются в наименовании схем соединений. Схемы внутренних соединений показывают соединения между элементами внутри отдельного устройства или изделия, а схемы внешних соединений — внешние соединения между отдельными устройствами, входящими в состав изделия. Допускается выполнять схему соединений, определяющую полный объем соединений в электроприводе, внутри устройств и между ними. На рис. 7.7 приведен пример схемы (внутренних) соединений устройства в виде панели управления электропривода, принципиальная схема которого показана на рис. 7.3.

Элементы устройств на схемах соединений изображают условными графическими обозначениями в совмещенном виде, а устройства — прямоугольниками или в виде внешних очертаний. Устройства на схеме, как правило, изображают полностью с указанием задействованных и незадействованных частей, например все контакты реле или контактора. Расположение обозначений элементов и устройств на схеме должно давать примерное представление об их действительном расположении в изделии, однако допускается не отражать действительного их расположения. На схеме соединений около или внутри условных графических изображений устройств приводят буквенно-цифровое обозначение элементов и устройств, маркировку их выводов, присвоенные им на принципиальной схеме или принятые в их конструкции. В схеме электрических соединений все присоединения выполняются непосредственно к контактным болтам аппаратов или к клеммам с электрической пайкой. Зажимы располагают внизу панели или сбоку так, чтобы обеспечить удобство обслуживания и иметь минимальный расход

проводов. К каждому зажиму с каждой стороны можно присоединить не более двух проводов, а при большем количестве проводов предусматривают несколько зажимов с одинаковой маркировкой, соединенных между собой перемычками. На панели расположены автоматические выключатели QF и $SF1$, $SF2$, контакторы $KM1$, $KM2$, тепловые реле $FP1$, $FP2$, предохранители $FU1$, $FU2$, трансформатор TC и наборы зажимов (клеммники) $XT1$ – $XT3$.

Изображение электрических соединений, выполненных проводами (ГОСТ 2.782–69), разрешается показывать на схеме отдельными линиями связи с их примерным расположением, как это показано на рис. 7.7 для аппаратов, расположенных с левой стороны панели. Для упрощения начертания схемы соединений разрешается сливать отдельные линии связи (провода), идущие на схеме в одном направлении, в линию групповой связи в виде жгута. Это показано на рис. 7.7 для аппаратов, расположенных в средней части панели. Допускается применять адресный способ, при котором около линии, отходящей от вывода элемента, указывается номер клеммы и адрес, то есть наименование устройства или элемента, к которому должен идти провод.

Это показано на рис. 7.7 с правой стороны панели.

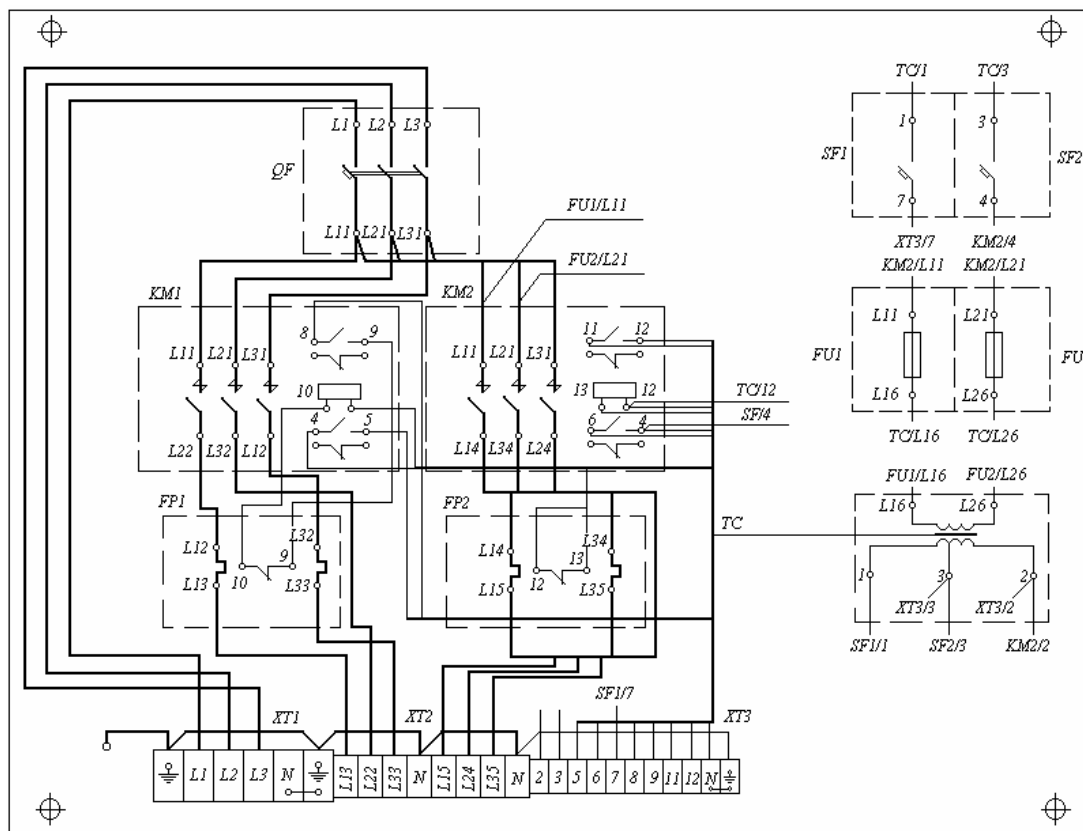


Рис. 7.7. Схема соединений системы электропривода

Марки и сечения проводов, которыми выполняется монтаж указывают около изображений соединений или на полях схемы. При большом количестве соединений, когда схема получается громоздкой и неудобной для пользования, ГОСТ разрешает не разрабатывать схему соединений, а составлять таблицу соединений, в которой указываются адреса электрических соединений и данные о проводах.

Форма таблицы соединений выбирается разработчиком схемы в зависимости от сведений, которые нужно поместить в ней. Для примера составлена таблица соединений (см. табл. 7.2) панели управления (рис. 7.7).

Форма таблицы принята согласно ГОСТ 2.702–68. При составлении табл. 7.2 сечение проводов силовых цепей принято для двигателя *M1* мощностью 10 кВт, *M2* – 5 кВт. Расцветка проводов силовых цепей выполняется черной, цепей управления переменного тока – красной, постоянного тока – синей, заземлений – зеленой.

Таблица 7.2

Внутренние соединения панели управления

Номер провода	Соединение		Данные провода		
	откуда идет	куда поступает	расцветка	марка	сечение, мм ²
L1, L2, L3	XT1	QF	черный	ПВ	10
N	XT1	XT2	зеленый	ПГВ	6
N	XT2	XT3	зеленый	ПГВ	4
N	XT3	TC	зеленый	ПГВ	1,5
L11, L21, L31	QF	KM1	черный	ПГВ	10
L11, L21, L31	QF	KM2	черный	ПГВ	10
L11	KM2	FU1	черный	ПГВ	2,5
L21	KM2	FU2	черный	ПГВ	2,5
L12, L32	KM1	FP1	черный	ПГВ	6
L22	KM1	XT2	черный	ПГВ	6
L13, L33	FP1	XT2	черный	ПГВ	6
L14, L34	KM2	FP2	черный	ПГВ	4
L24	KM2	XT2	черный	ПГВ	4
L15, L35	FP2	XT2	черный	ПГВ	4
L16	FU1	TC	черный	ПГВ	2,5
L26	FU2	TC	черный	ПГВ	2,5
1	TC	SF1	красный	ПГВ	1
2	TC	KM2	красный	ПГВ	1
2	KM2	KM1	красный	ПГВ	1
2	TC	XT3	красный	ПГВ	1
3	TC	SF2	красный	ПГВ	1
3	TC	XT3	красный	ПГВ	1
4	SF2	KM2	красный	ПГВ	0,75
4	KM2	KM1	красный	ПГВ	0,75
5	KM1	XT3	красный	ПГВ	0,75
и т. д.					

На рис. 7.8 показана схема (внешних) соединений электропривода соответственно, принципиальной схеме рис. 7.3. Панель управления изображена в виде прямоугольника с клеммниками *XT1*, *XT2*, *XT3*, элементы, находящиеся на технологической установке – условными графическими обозначениями, без действительного расположения их на установке. Электрические соединения осуществляются согласно таблице соединений (см. табл. 7.3).

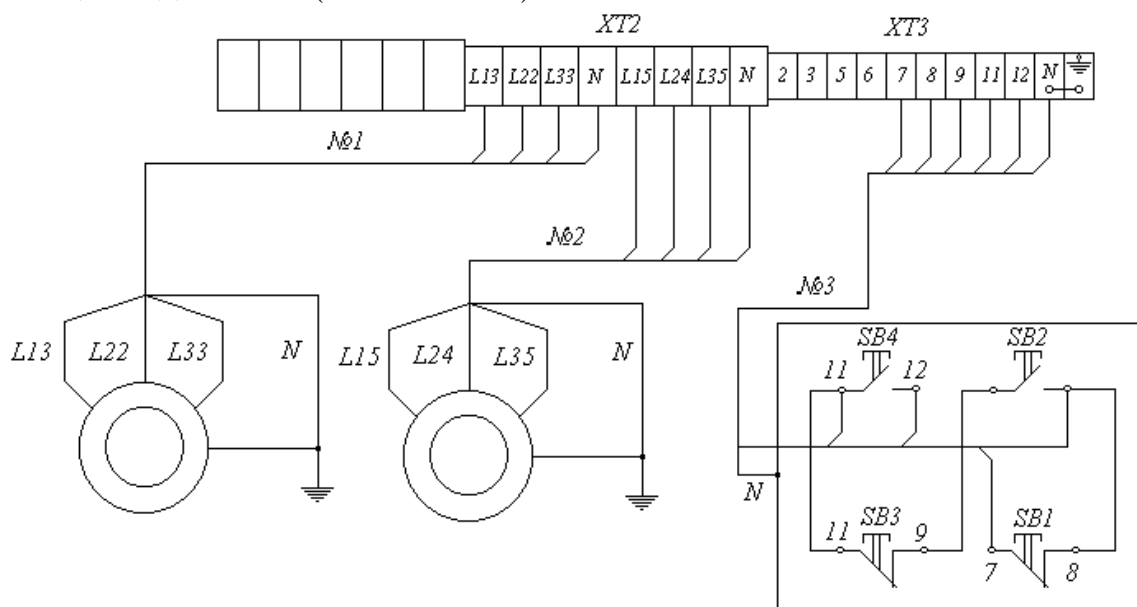


Рис. 7.8. Схема внешних соединений

Таблица 7.3

Внешние соединения

№ провода	Откуда идет	Куда поступает	Расцветка	Марка	Сечение, мм ²	Примечания
<i>L13, L22, L33</i>	AP–XT2	M1	черный	ПГВ	3×6	Металлорукав
<i>N</i>	AP–XT2	M1	зеленый	ПГВ	1×6	РЗ–Ц–Х; Ду25
<i>L15, L24, L35</i>	AP–XT2	M2	черный	ПГВ	3×4	Металлорукав
<i>N</i>	AP–XT2	M2	зеленый	ПГВ	1×4	РЗ–Ц–Х; Ду25
7,8,9,11,12	AP–XT3	SB	красный	ПГВ	5×0,75	Металлорукав
<i>N</i>	AP–XT3	SB	зеленый	ПГВ	1×0,75	РЗ–Ц–Х; Ду18

При выполнении схемы (внешних) соединений может быть также использован адресный способ.

Схема подключений

Схема подключений показывает внешние подключения изделия, его входные и выходные элементы (зажимы, разъемы и т. п.) и определяет провода, жгуты и кабели, которыми осуществляются подключения. Изделиями в схемах электроприводов являются отдельные законченные устройства, имеющие свои схемы соединений, например, панели и пульта, сложные преобразователи и др. Они на схемах подключений изображаются прямоугольниками, внутри которых условными графическими обозначениями показывают только его входные и выходные элементы, расположенные в местах, примерно соответствующих их расположению в изделии. Допускается изделие и его входные и выходные элементы изображать в виде внешних очертаний их конструкций. Около изображений входных и выходных элементов или внутри их проставляются позиционные обозначения, присвоенные им на принципиальной схеме или на схеме соединений. Провода, жгуты и кабели показываются на схеме подключений отдельными линиями. Допускается указывать марки, сечения и при необходимости расцветку проводов. На рис. 7.9, а приведена схема подключений пульта сигнализации *АН*, выполненного в виде отдельного изделия с клеммником *ХТ4*, к панели управления *АР* (см. рис. 7.3 и рис. 7.7). Для выполнения схем подключений используется также адресный способ (рис. 7.9, б) и таблицы соединений.

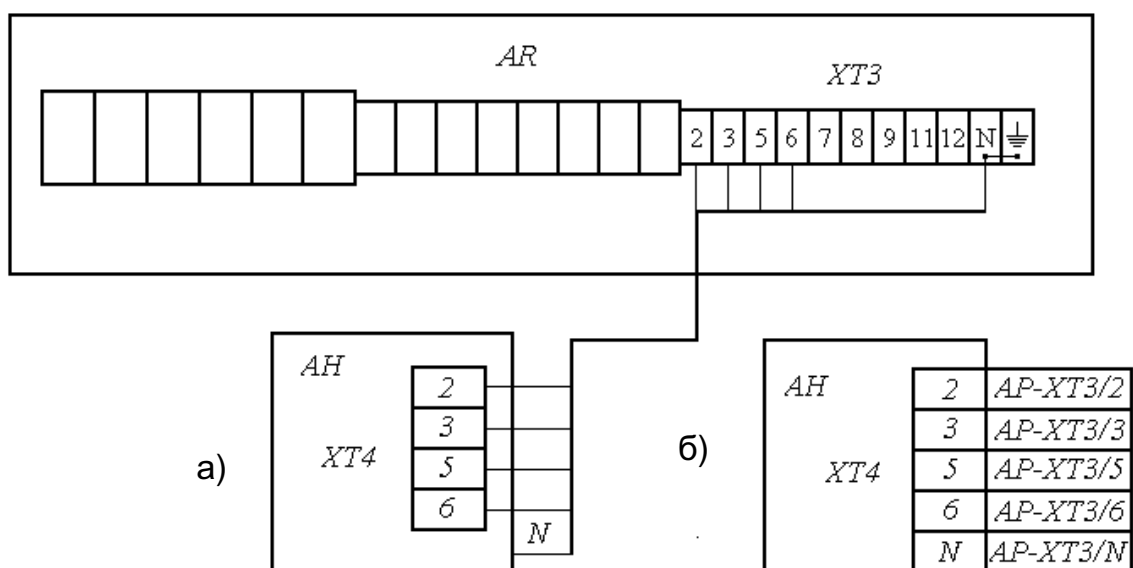


Рис. 7.9. Схема подключений

Общая схема

Общая схема определяет составные части комплекса, к которому относится групповой электропривод. На общей схеме изображают устройства, включающие индивидуальные электроприводы и другие установки и элементы схем управления, защиты, сигнализации и др., а также соединяющие их провода, жгуты и кабели. Устройства и элементы на общей схеме изображают в виде прямоугольников или внешних очертаний, а элементы — в виде условных графических обозначений. Расположение графических обозначений устройств и элементов на общей схеме должно давать примерное представление об их действительном расположении в комплексе, однако, если размещение устройств неизвестно, то их расположение должно обеспечивать простоту и наглядность показа электрических соединений между ними.

Схема расположения

Схема расположения определяет относительное расположение составных частей изделия (устройств и элементов) и электрические связи между ними (провода, жгуты, кабели). Составные части изделия изображают в виде условных графических обозначений или в виде внешних очертаний. Провода, жгуты и кабели изображают в виде отдельных линий или внешних очертаний.

В качестве изделия может рассматриваться, например, панель управления электропривода, расположенная в машинном отделении в открытом виде или в шкафу (см. рис. 7.7). На панели управления располагаются контакторы, реле, выключатели, трансформаторы цепи управления и др. элементы. При размещении электрооборудования и составлении схем электрических соединений руководствуются требованиями удобства и простоты панели управления, удобства обслуживания ее, сокращения длины соединительных проводов и их числа с целью экономии меди и расстояний между токоведущими частями. Расположение аппаратуры управления на панели должно удовлетворять эстетическому восприятию панели.

7.5. Требования, предъявляемые к схемам управления

Количество разрабатываемых схем должно быть минимальным. Схемы должны содержать сведения достаточные для проектирования, изготовления, наладки, эксплуатации и ремонта, выполняться компактно, но без ущерба для понимания и удобства их чтения. Принципиальная схема должна обеспечивать нормальное функционирование промышленной установки, и в то же время быть простой и надежной, содержать по возможности наименьшее количество однотипных элементов и устройств. Минимизация схем зависит от опыта проектировщиков и их интуиции или достигается применением математических методов синтеза релейных схем.

Для повышения надежности работы промышленной установки в схемах используются электрические защиты и защитные блокировки, действующие при нарушении нормального режима работы электроприводов и промышленной установки.

Надежность работы схем повышается при использовании более надежных в работе аппаратов и особенно бесконтактных элементов и интегральных микросхем.

Простая электрическая схема должна обеспечить четкость действия аппаратуры при нормальных и аварийных режимах работы, то есть осуществлять требуемую последовательность работы электротехнических устройств. Эта последовательность при рабочих режимах часто задается технологическими блокировками, обеспечивающими, например, включение или отключение одного аппарата при включении или отключении другого (см. рис. 7.3).

Электрические схемы должны обеспечить гибкость и удобство управления электроприводами, что позволяет быстро изменять режимы работы электроприводов и установок ускорять и облегчать работу оператора. Для этого в схемах используются многопозиционные выключатели или ключи управления, осуществляющие переключение схемы с автоматического режима работы на ручной и кнопки управления, обеспечивающие толчковые наладочные режимы. При больших размерах промышленных установок для удобства управления электроприводами широко используется управление из нескольких мест или применение подвесных пультов, перемещаемых при необходимости в нужное для оператора место.

Электрические схемы особенно сложных и ответственных механизмов должны обеспечивать простой контроль исправности цепей и

аппаратов. С этой целью отдельные цепи схем секционируют и используют световую, звуковую и визуальную сигнализацию, позволяющую определить исправность цепей и аппаратов. Контроль исправности облегчается при использовании маркировок и разноцветных проводов.

Для удобства подключений, эксплуатации и ремонта, современные электротехнические установки изготавливают состоящими из отдельных плат, блоков, панелей, шкафов. Эти узлы выполняются в специализированных цехах и заводах, а на промышленной установке производятся только их внешние соединения и подключения. Это позволяет повысить производительность труда при создании установок и их качество. Блочные конструкции устройств управления при их выходе из строя в процессе эксплуатации быстро заменяются запасными, а ремонт неисправных производится в специализированном цехе или участке. Чтобы удовлетворить всем перечисленным здесь требованиям, обычно разрабатывают несколько вариантов схем управления и выбирают наилучший после проведения технико-экономического сравнения.

Контрольные вопросы

1. Дайте определение понятий: элемент схемы, устройство, изделие, объект, функциональная группа и функциональная часть.
2. Зачем в схемах используются линии связи и что они показывают?
3. Что такое буквенно-цифровое, позиционное и функциональное обозначения, как они построены и как учитывают функциональное назначение элемента?
4. Что такое структурные, функциональные, эквивалентные и принципиальные схемы?
5. Как выполняются принципиальные схемы?
6. Как осуществляется нумерация силовых цепей и цепей управления в них?
7. Зачем принципиальная схема разбивается на зоны, что показывает таблица и где она располагается?
8. Как читаются принципиальные схемы, и как описывается их работа?
9. Что показывают схемы соединений и подключений и как выполняются на них соединения?
10. Что такое схемы расположения? Как они выполняются?
11. Какие требования предъявляются к электрическим схемам.

8. ЭНЕРГЕТИКА ЭЛЕКТРОПРИВОДА

8.1. Энергетические показатели электропривода

Процесс передачи и преобразования энергии сопровождается ее потерями. Потери мощности складываются из потерь в электродвигателе (ЭД) и механических потерь в передачах. Потери мощности в ЭД делятся на постоянные и переменные

$$\Delta P_{\text{вв}} = \hat{E} + V, \quad (8.21)$$

где K — постоянные потери не зависят от нагрузки: потери в стали, механические потери от трения, вентиляционные, в обмотках возбуждения СД и ДПТ независимого возбуждения; V — переменные потери зависящие от тока нагрузки.

Для ДПТ

$$V = I^2 R_y = I_1^2 R_y (I / I_1)^2 = V_1 (I / I_1)^2,$$

где $V_1 = I_1^2 R_y$ — номинальные переменные потери мощности.

Для трехфазных АД

$$\begin{aligned} V &= 3I_1^2 R_1 + 3I_2'^2 R_2' = 3I_2'^2 (R_2' + R_1 / \sigma) \approx \\ &\approx 3I_{21}'^2 (R_2' + R_1 / \sigma_1^2) (I_2' / I_{21}')^2 = V_1 (I_2' / I_{21}')^2, \end{aligned}$$

где $V_1 = I_{21}'^2 (R_2' + R_1 / \sigma_1^2)$ — номинальные переменные потери мощности АД; $\sigma_1 = I_{21}' / I_{1н} \approx 0,85 \div 0,95$ и $\sigma = I_2' / I_1$ — номинальная и текущая кратности приведенного тока ротора и статора.

Для СД переменные потери мощности составляют

$$V = 3I_1^2 R_1 = 3I_{1н}^2 R_1 \left(\frac{I_1}{I_{1н}} \right)^2 = V_1 (I_1 / I_{1н})^2,$$

где $V_1 = I_{1н}^2 R_1$ — номинальные переменные потери мощности СД.

Если обозначить кратность тока двигателей через X , т. е. $X = I / I_{1н}$ для ДПТ; $X = I_2' / I_{2н}'$ для АД; $X = I_1 / I_{1н}$ для СД, то переменные потери мощности для различных двигателей будут определяться выражением

$$V = V_1 X^2.$$

Полные потери мощности в двигателе определяются по формуле

$$\Delta P_{\text{аа}} = K + V_{\text{і}} X^2 = V_{\text{і}} (\alpha + X^2), \quad (8.22)$$

где $\alpha = K/V_{\text{н}}$ – коэффициент потерь $\alpha \approx 0,5 \div 2,0$.

Если двигатель работает в номинальном режиме ($X = 1$), то потери определяются по паспортным данным:

$$\Delta P_{\text{і}} = P_{\text{і}} (1 - \eta) / \eta.$$

Постоянные потери мощности находятся как

$$K = \Delta P_{\text{і}} - V_{\text{і}}.$$

Потери энергии за время работы $t_{\text{р}}$

$$\Delta A = \Delta P t_{\text{д}}.$$

Если нагрузка циклически изменяется, то потери энергии определяются

$$\Delta A = \int_0^{t_{\text{д}}} \Delta P(t) dt \approx \sum_{i=0}^m \Delta P_i t_i,$$

где ΔP_i и t_i при нагрузке $X_i = I_i/I_{\text{н}}$, m – число значений нагрузки на отдельных участках цикла; $\sum_{i=0}^m t_i = t_{\text{д}}$ – время цикла.

Коэффициент полезного действия (КПД) электродвигателя определяется как отношение полезной мощности на валу к мощности, потребляемой из сети

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P_{\text{аа}}} = \frac{\tilde{O}}{X + (V_{\text{і}} / P_{\text{і}})(\alpha + \tilde{O}^2)}. \quad (8.23)$$

в номинальном режиме при $X = 1$.

$$\eta_{\text{і}} = \frac{1}{1 + (V_{\text{і}} / P_{\text{і}})(1 + \alpha)},$$

при $X_{\text{опт}} = \sqrt{\alpha\eta}$ имеет максимум

$$\eta_{\text{max}} = \frac{1}{1 + 2V_{\text{і}} \sqrt{\alpha} / P_{\text{і}}}. \quad (8.24)$$

Зависимость $\eta = f(X)$ представлена на рис. 8.6.

При $\alpha = 1$, когда постоянные потери равны переменным, $X_{\text{опт}} = 1$, $\eta_{\text{н}} = \eta_{\text{max}}$.

При $\alpha < 1$ η_{max} при нагрузке $X_{\text{опт}} < 1$.

При $\alpha > 1$ η_{max} при нагрузке больше номинальной $X_{\text{опт}} > 1$.

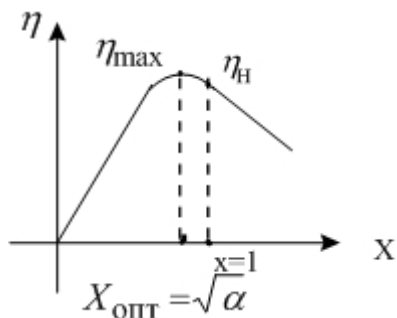


Рис. 8.6

Следовательно, наибольший η двигатель имеет в области номинальной нагрузки, значит нужно загружать двигатели до номинальной нагрузки и с учетом этого проводить выбор двигателя для электропривода.

Если напряжение и ток не совпадают по фазе и имеют несинусоидальную форму, необходимо учитывать при расчете потерь коэффициент мощности

$$\lambda = \frac{P}{UI} = v \cos \varphi_{(1)}, \quad (8.25)$$

где P — активная мощность, $v = I/I_{(1)}$ — коэффициент искажений; U , I , $I_{(1)}$ — действующие значения напряжения, тока, первой переменной тока; $\varphi_{(1)}$ — угол сдвига между первыми переменными напряжения и тока.

При синусоидальных U и I $v = 1$ и $\lambda = \cos \varphi$, тогда потери по сравнению с потерями на постоянном токе увеличатся

$$\frac{\Delta P_{\text{рад}}}{\Delta P_{\text{ин}}} = \frac{1}{\cos^2 \varphi}. \quad (8.26)$$

Если нагрузка электропривода изменяется во времени, КПД цикла определяется по соотношению подводимой и полезной энергии

$$\eta_{\text{с}} = \frac{W_{\text{с}}}{W_{\text{с}} + \Delta W_{\text{с}}} = \frac{\int_0^{t_{\text{с}}} P(t) dt}{\int_0^{t_{\text{с}}} P(t) dt + \int_0^{t_{\text{с}}} \Delta P(t) dt}, \quad (8.27)$$

где $W_{\text{с}}$, $\Delta W_{\text{с}}$ — полезная энергия и потери энергии за цикл.

При изменении ω двигателя изменяются постоянные потери. Например, при изменении тока возбуждения ДПТ независимого возбуждения или СД существенно изменяются потери в стали, механические и вентиляционные. Дополнительные потери мощности создаются в силовых преобразователях в системах ТРП—Д, причем появляются потребители реактивной мощности, что снижает коэффициент мощности $\cos \varphi$.

Необходимо учитывать потери при неэкономичных способах регулирования скорости таких, как включение сопротивлений в цепи якоря ДПТ, ротора АД. К экономичным способам относятся регулирование с помощью ТПН в ДПТ, ПЧ—АД, в каскадных схемах АД. Рассмотрим отдельно регулируемые ЭП:

1. Регулируемый ЭП с ДПТ независимого возбуждения.

Постоянные потери $K = K_{\text{возб}} + K_{\text{мех}} + K_{\text{ст}}$

$$K_{\text{и}} + K_{\text{нò}} \approx (K_{\text{и}} + K_{\text{нò}})_{\text{н}} \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{и}}} \right)^2. \quad (8.28)$$

Переменные потери в якорной цепи ДПТ

$$V = I^2 R_{\text{я}} = M (\omega_{\text{и.ò}} - \omega), \quad (8.29)$$

где $\omega_{\text{о.р}}$ — скорость идеального холостого хода (хх) при работе двигателя на искусственной характеристике. При регулировании сопротивлениями в цепи якоря ДПТ суммарные потери равны:

$$\Delta P_{\text{яа}} = \hat{E}_{\text{яиçá}} + (K_{\text{и}} + K_{\text{нò}})_{\text{н}} \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{и}}} \right)^2 + I_{\text{я}} (\omega_{\text{и.ò}} - \omega). \quad (8.30)$$

При регулировании скорости ДПТ изменением напряжения с помощью управляемого преобразователя постоянные потери преобразователя (потери в стали трансформатора и реакторов) в основном остаются постоянными

$$K_{\text{и}} = K_{\text{и.м}} \approx \text{const.}$$

Переменные потери преобразователя

$$V_{\text{и}} = (\Delta \hat{E}_{\text{оò.èç}} + \Delta \hat{E}_{\text{оааè.м}}) (I_{\text{и}} / I)^2 + \Delta \hat{E}_{\text{ааò.м}} (I / I)^2. \quad (8.31)$$

Если регулирование скорости ДПТ происходит при условии равенства времени его работы на каждой скорости в диапазоне Д, то КПД регулировочного цикла равен

$$\eta_{\text{ò.ò}} = \eta_{\text{м}} (\ddot{A} + 1) / (2\ddot{A}). \quad (8.32)$$

2. Регулируемый электропривод с АД

Постоянные потери

$$K = K_{\text{яаò}} + K_{\text{нò1}} + K_{\text{нò2}} + 3I_{\mu}^2 R_{\text{л}},$$

$$K_{\text{яаò}} \approx K_{\text{аò.м}} \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{и}}} \right)^2,$$

$$K_{\text{нòаèè}} \equiv B^2 f^{1,3},$$

так как $\frac{B_{\text{max}}}{B_{\text{max.и}}} = \frac{E_{\text{л}}}{E_{\text{и}}} \approx \frac{U}{U_{\text{и}}}$ и, считая объемы стали статора и ротора при-

мерно равными, получим:

$$K_{\tilde{n}0} = K_{\tilde{n}01} + K_{\tilde{n}02} \approx K_{\tilde{n}01\tilde{m}} \left(\frac{U}{U_1} \right)^2 (f / f_1)^{1,3} + \\ + K_{\tilde{n}01\tilde{m}} \left(\frac{U}{U_1} \right)^2 \left(f \frac{S}{f_1} \right)^{1,3} = K_{\tilde{n}01\tilde{m}} \left(\frac{U}{U_1} \right)^2 (f / f_1)^{1,3} \cdot (1 + S^{1,3}), \quad (8.33)$$

где $K_{\text{ст1.ном}}$ — потери в стали статора при номинальных U_n и f_n .

При реостатном способе регулирования ($R_{2л}$), когда $U = U_{1н}$; $f_1 = f_{1н}$

$$K_{\tilde{n}0} = K_{\tilde{n}01\tilde{m}} (1 + S^{1,3}). \quad (8.34)$$

Значит, с уменьшением скорости (увеличением S) потери $K_{\text{ст}}$ увеличиваются, что компенсируется уменьшением механических потерь, поэтому можно считать $K = \text{const}$

$$K = K_{\text{л.м}} + K_{\text{н01.м}} + 2I_{\mu}^2 R \approx \text{const}.$$

Переменные потери для регулируемого АД

$$V = V_2 + V_1 = M \omega_0 S + M \omega_0 S \frac{R_1}{R_2'}, \quad (8.35)$$

где V_1 , V_2 — переменные потери в цепях статора и ротора.

Для вентиляторной нагрузки

$$M_c = M_{\tilde{m}} \left(\frac{\omega}{\omega_1} \right)^2.$$

Потери в роторе

$$V_2 = M_{\tilde{m}} \left(\frac{\omega}{\omega_1} \right)^2 (\varphi - \omega). \quad (8.36)$$

Эта зависимость имеет экстремум при $\omega_{\text{max}} = 2\omega_0/3$, тогда

$$V_{2\text{max}} = \frac{4}{27} M_{\tilde{m}} \omega \left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2. \quad (8.37)$$

При частотном способе регулирования скорости АД рабочее скольжение остается небольшим во всем диапазоне регулирования скорости, тогда потерями в стали ротора можно пренебречь и учитывать только потери в стали статора

$$K_{\tilde{n}0} \approx K_{\tilde{n}1\tilde{m}} \left(\frac{U_1}{f_1} \right)^2 f^{3,3} / U_1^2 f^{1,3} = K_{\tilde{n}01\tilde{m}} \left(\frac{f_1}{f_{1ф}} \right)^{3,3}. \quad (8.38)$$

Если регулирование скорости частотным способом осуществляется при $M_n = M_c = \text{const}$, то перепад скорости $\Delta\omega = \omega_0 S \approx \omega_0 S_{\text{ном}}$ и полные переменные потери остаются постоянными

$$V = V_{\text{м}} = \dot{I}_{\text{м}} \omega_1 \left(1 + \frac{R_1}{R'_2} \right) = \text{const}. \quad (8.39)$$

8.2. Потери энергии в переходных режимах

В электроприводах, у которых динамический режим является основным (ЭП прокатных станов, подъемных кранов, строгальных станков) необходимо учитывать потери энергии в переходных процессах [12].

$$\Delta A = \int_0^{t_{\text{п.п}}} \Delta p dt = \int_0^{t_{\text{п.п}}} (K + V) dt = \int_0^{t_{\text{п.п}}} K dt + \int_0^{t_{\text{п.п}}} V dt = \Delta A_K + \Delta A_V. \quad (8.40)$$

Если постоянные потери не изменяются во время переходного процесса $t_{\text{п.п}}$, то потери энергии, обусловленные постоянными потерями, равны:

$$\Delta A_K = \int_0^{t_{\text{п.п}}} K dt = K t_{\text{п.п}}. \quad (8.41)$$

Составляющая потерь энергии, обусловленная переменными потерями мощности, равна

$$\Delta A_V = \int_0^{t_{\text{п.п}}} i^2(t) R dt = \int_0^{t_{\text{п.п}}} V dt. \quad (8.42)$$

Определять ΔA_V сложно, так как требуется знать изменение тока во времени. Если выразить потери мощности через механические величины (M и ω) получается более простой расчет.

Потери энергии при работе нерегулируемых ЭП без нагрузки ($M_c = 0$) с учетом переходных режимов.

В якоре ДПТ потери мощности

$$V_2 = M \omega_0 - M \omega = M \omega_0 \delta,$$

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

Тогда потери энергии в якоре ДПТ

$$\Delta A_{2_0} = \int_0^{t_{\text{п.п}}} V_2 dt = \int_0^{t_{\text{п.п}}} M \omega_0 \delta dt,$$

если

$$dt = \frac{Jd\omega}{M} = J\omega_0 \frac{d\delta}{M}.$$

Тогда

$$\Delta A_{20} = \int_{\delta_{\text{нач}}}^{\delta_{\text{кон}}} -J\omega_0^2 d\delta = \frac{J\omega_0^2}{2} (\delta_{\text{нач}}^2 - \delta_{\text{кон}}^2). \quad (8.43)$$

При пуске ДПТ вхолостую $\omega_{\text{нач}} = 0$, $\omega_{\text{кон}} = \omega_0$, откуда $\delta_{\text{нач}} = 1$, $\delta_{\text{кон}} = 0$, тогда

$$\Delta A_{20 \text{ пуск}} = J\omega_0^2 / 2.$$

При динамическом торможении $\Delta A_{20 \text{ дин.тор}} = \Delta A_{20 \text{ пуск}}$.

При торможении противовключением $\omega_{\text{нач}} = \omega_0$, $\omega_{\text{кон}} = 0$, откуда $\delta_{\text{нач}} = 2$; $\delta_{\text{кон}} = 1$, потери энергии равны

$$\Delta A_{20 \text{ отвл.торм}} = 3J\omega_0^2 / 2,$$

то есть в 3 раза превышают потери энергии при динамическом торможении.

При реверсе $\omega_{\text{нач}} = -\omega_0$, $\omega_{\text{кон}} = \omega_0$ откуда $\delta_{\text{нач}} = 2$, $\delta_{\text{кон}} = 0$ и потери энергии

$$\Delta A_{20 \text{ реверс}} = 4J \frac{\omega_0^2}{2},$$

то есть равны сумме потерь при торможении противовключением и пуске.

Потери энергии $\Delta A_{20} = \Delta A_V$ определяются переменными потерями мощности для ДПТ.

Потери мощности в роторной цепи АД равны

$$V_2 = M\omega_0 S \text{ и } \Delta A_{20} = \frac{J\omega_0^2}{2} (S_{\text{нач}}^2 - S_{\text{кон}}^2). \quad (8.44)$$

При пуске, противовключении и реверсе АД ΔA_{20} определяются аналогично ДПТ.

Потери энергии в статоре АД зависят от джоулевых потерь

$$\Delta P_1 = 3I_1^2 R_1 = 3I_2'^2 R_1 = 3I_2'^2 R_2' \frac{R_1}{R_2'} = \Delta P_2 \frac{R_1}{R_2'}.$$

Тогда

$$\Delta A_{10} = \Delta A_{20} \frac{R_1}{R_2'}. \quad (8.45)$$

Полные потери энергии в АД равны

$$\Delta A = \Delta A_{10} + \Delta A_{20} = \frac{J\omega_0^2}{2} \left(1 + \frac{R_1}{R_2'} \right) (S_{\text{нач}}^2 - S_{\text{кон}}^2). \quad (8.46)$$

Таким образом, потери в роторе АД не зависят от его сопротивления, а потери в статоре АД обратно пропорциональны R_2' .

Потери энергии при работе нерегулируемых ЭП с нагрузкой $M_c \neq 0$ (с учетом переходных режимов). Потери энергии в роторе АД

$$\Delta A_2 = \int_0^{t_{i.1}} M(\omega_0 - \omega) dt$$

выразим через M_c и $M_{дин}$

$$\begin{aligned} \Delta A_{2i} &= \int_0^{t_{i.1}} \left(M_c + J \frac{d\omega}{dt} \right) (\omega_0 - \omega) dt = \int_0^{t_{i.1}} M_c (\omega_0 - \omega) dt + \\ &+ \int_{\omega_i}^{\omega_{\text{эф}}} J (\omega_0 - \omega) dt = \int_0^{t_i} M_{\text{н}} (\omega_0 - \omega) dt + J \omega_0^2 (S_{\text{ф.н}}^2 - S_{\text{эф}}^2) / 2. \end{aligned}$$

Если $M_c = \text{const}$, то

$$\begin{aligned} \Delta A_{2i} &= J \omega_0^2 (S_{\text{ф.н}}^2 - S_{\text{эф}}^2) / 2 + M_{\text{н}} \omega_0 t_{i.1} - M_c \int_0^{t_{i.1}} \omega dt = \\ &= \Delta A_{20} + M_{\text{н}} \omega_0 t_{i.1} - M_{\text{н}} \int_0^{t_{i.1}} \omega dt, \end{aligned} \quad (8.47)$$

где ΔA_{20} — потери энергии при $M_c = 0$; $M_c \omega_0 t_{i.1} - M_c \int_0^{t_{i.1}} \omega dt$ — потери энергии, обусловленные M_c .

При нагрузке потери энергии в статоре $\Delta A_{1i} = \Delta A_{2i} \frac{R_1}{R_2'}$.

Суммарные потери в АД $\Delta A_{\text{н}} = \Delta A_{1\text{н}} + \Delta A_{2\text{н}}$.

Если допустить, что M в переходных режимах не изменяется и равен $M_{\text{ср}}$, то $dt = -J \omega_0 dS / (M_{\text{ср}} \pm M_c)$, знак «—» соответствует пуску, «+» — торможению. Тогда

$$\Delta A_{2i} = \frac{\dot{I}_{\text{н.н}}}{\dot{I}_{\text{н.н}} \pm \dot{I}_{\text{н}}} \Delta \dot{A}_{20}. \quad (8.48)$$

Знак «—» в уравнении показывает, что потери энергии при работе при реактивной нагрузке увеличиваются по сравнению с потерями энергии при холостом ходе в режиме пуска и уменьшаются в режиме торможения. При торможении часть запасенной кинетической энергии расходуется на преодоление момента нагрузки, поэтому в виде потерь в двигателе выделится меньше энергии.

8.3. Потери энергии в регулируемом электроприводе в переходных режимах

Если плавно изменять скорость идеального холостого хода ω_0 изменением напряжения с помощью тиристорных преобразователей напряжения (ТПН) или преобразователей частоты (ПЧ), можно существенно сократить потери энергии в переходных процессах.

Если происходит линейное изменение во времени скорости идеального холостого хода

$$\omega_0 = \varepsilon t + \omega_{0\text{н.д.}},$$

то потери энергии во время переходного процесса складываются из потерь на двух этапах:

- 1) при линейном изменении скорости ω_0 .
- 2) при $\omega_0 = \text{const}$.

Потери энергии в роторе АД $\Delta A_{2\text{н}} = \Delta A_{2\text{нI}} + \Delta A_{2\text{нII}}$.

$$\text{Общие потери АД } \Delta A_{\text{I}} = \Delta A_{2\text{I}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right).$$

Определим потери энергии при линейном изменении скорости ω_0 при пуске двигателя вхолостую за время t_{n0}

$$\Delta A_{20}^i = \int_0^{t_{i0}} J T_M \varepsilon_i^2 dt$$

или

$$\Delta A_{20}^i = J \omega_{0\text{н}}^2 \frac{T_M}{t_{i0}} = \Delta A_{20} \frac{2T_M}{t_{i0}}. \quad (8.49)$$

Обычно $t_{n0} \gg T_M$, поэтому потери энергии при пуске с линейным нарастанием напряжения (частоты) значительно меньше, чем при пуске с неизменным напряжением (частотой). Следовательно, для сокращения потерь энергии в регулируемых электроприводах следует стремиться к уменьшению соотношения T_M/t_{n0} .

9. ВЫБОР МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

9.1. Общие сведения

Каждый электропривод должен обеспечивать на рабочем органе приводимого в движение механизма некоторые предписанные или формируемые в процессе работы значения скорости и момента (силы), а в некоторых случаях осуществлять перемещение рабочего органа на требуемую величину или по заданной траектории либо создавать нужное напряженное состояние за счет приложения определенной силы. Исходными данными для правильного расчета мощности и выбора типа электропривода являются технологические и конструктивные требования, которые возникают в связи с эффективным использованием производственных механизмов, а именно обеспечения высокой производительности, надежности и точности их работы. Так как одним из главных элементов электропривода является электродвигатель, необходимо рассмотреть вопросы расчета мощности электродвигателей, работающих в различных режимах. Выбор электродвигателей представляет собой важную и сложную задачу, и от того насколько правильно она будет решена, зависят технико-экономические показатели электропривода [2, 15].

Основным требованием при выборе электродвигателя является соответствие его мощности условиям технического процесса исполнительного механизма (рабочей машины). Применение двигателя недостаточной мощности может привести:

- к повышенному нагреву двигателя, ускоренному старению изоляции обмоток и сокращению срока службы (например, превышение температуры на десять градусов влечет за собой уменьшение срока службы с 15 до 8 лет);
- нарушению заданного цикла работы, снижению производительности, преждевременному выходу двигателя из строя (экономические потери).

Недопустимым является использование двигателей завышенной мощности, так как при этом

- повышается первоначальная стоимость электропривода;
- снижается КПД и увеличиваются потери энергии;
- для асинхронного двигателя снижается коэффициент мощности.

9.2. Нагрузочные диаграммы механизма и двигателя

Основой для расчета мощности и выбора электродвигателя являются нагрузочная диаграмма и диаграмма скорости (тахограмма) исполнительного органа рабочей машины (механизма).

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 $n_{и.о}(t)$ или $\omega_{и.о}(t)$. После операции приведения эти зависимости изображаются в виде графика $\omega(t)$. По тахограмме с учетом способа регулирования скорости в электроприводе (вверх или вниз от основной) выбирают номинальную скорость двигателя, а по нагрузочной диаграмме $M_c(t)$ с учетом допустимой нагрузки при выбранном способе регулирования ориентировочно оценивают номинальный момент двигателя.

Очевидно, что нагрузочные диаграммы и тахограмма могут иметь вполне определенный вид лишь в самых простых и поэтому не очень интересных случаях. Так, для постоянно работающего вентилятора они показаны на рис. 9.1, *а*, для пресса, работающего в автоматическом режиме и производящего одинаковые детали, — на рис. 9.1, *б*, для продольно-строгального станка, обрабатывающего одну деталь, — на рис. 9.1, *в*. Различие между нагрузочной диаграммой двигателя $M(t)$ и механизма $M_c(t)$ обусловлено динамическим моментом $M_{дин} = J_{\Sigma} d\omega/dt$.

При выборе электродвигателя нагрузочные диаграммы механизма могут представлять любой вид, однако всегда можно выделить цикл, т. е. промежуток времени, через который диаграмма повторяется. Если характер работы механизма таков, что режимы воспроизводятся плохо (лифт, подъемный кран и т. п.) в качестве первого приближения можно воспользоваться некоторой усредненной нагрузочной диаграммой (рис. 9.2), параметры которой (M_c , M_{max} , t_p , $t_{ц}$) оценены по граничным

ситуациям: лифт редко поднимает одиночных пассажиров и лифт с максимальной загрузкой практически непрерывно работает на подъем (начало рабочего дня в учреждении) или на спуск (конец рабочего дня) или нагрузочной диаграммой для наиболее вероятного или наиболее тяжелого цикла. Следует подчеркнуть, что для обоснованного выбора электродвигателя требуемая нагрузочная диаграмма механизма должна быть известна.

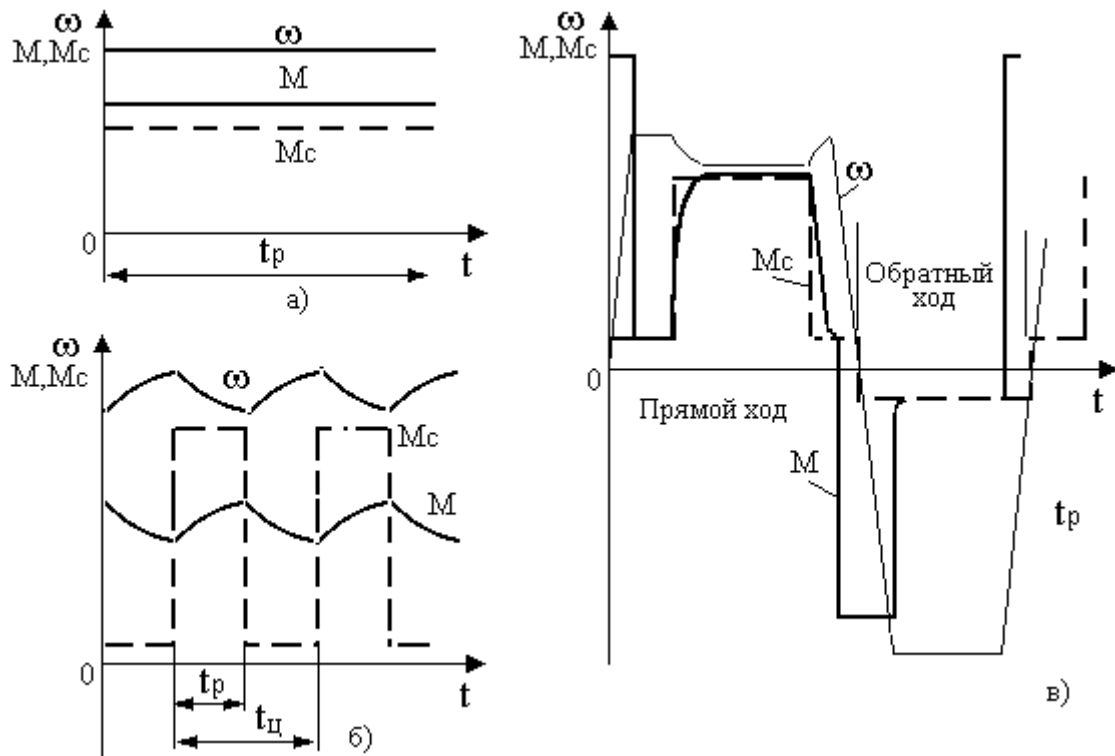


Рис. 9.1. Нагрузочные диаграммы и тахограммы вентилятора (а), прессы (б), продольно-строгального станка (в)

Выбор электродвигателя обычно производится 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 предварительно выбранный в пункте 1 двигатель удовлетворяет условиям проверки по пунктам 2 и 3, то на этом выбор двигателя заканчивается. Если же предварительно выбранный двигатель не удовлетворяет условиям пункта 2 или пункта 3, то выбирается другой двигатель (как правило, большей мощности), и проверка продолжается.

Проверка двигателя по нагреву выполняется не только при выборе вновь проектируемого ЭП, но и для работающих двигателей для опре-

деления их загрузки и теплового режима. На рис. 9.3 приведены тахограмма и нагрузочные диаграммы механизма и двигателя.

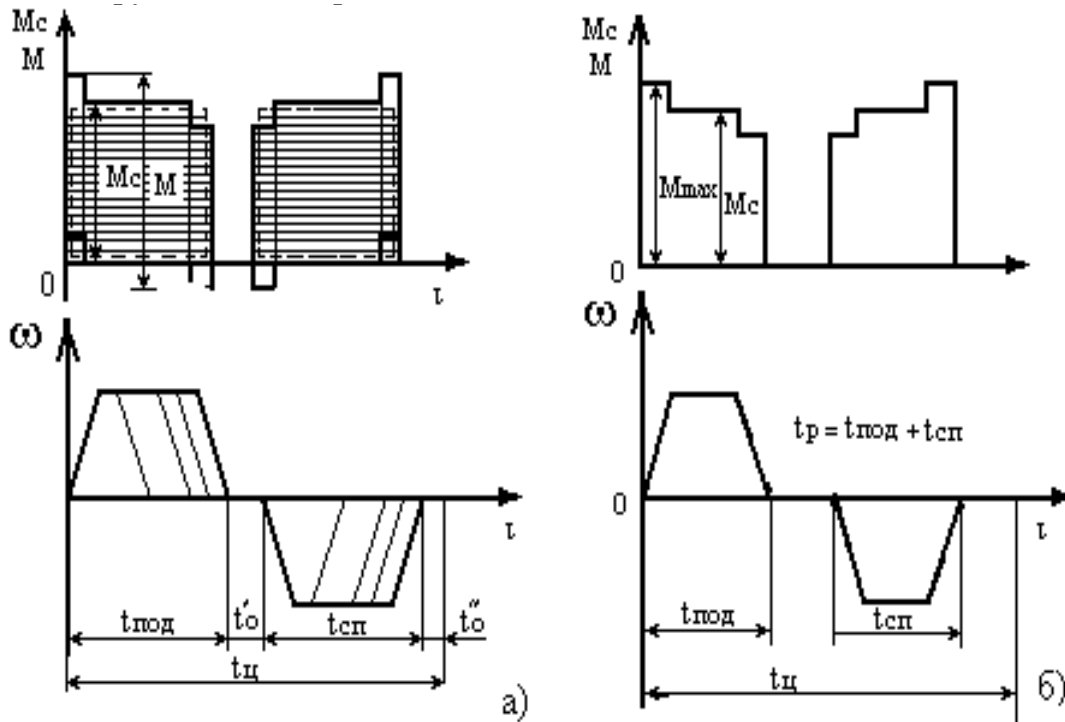


Рис. 9.2. Упрощенные нагрузочные диаграммы лифта с уравновешенной кабиной

Из диаграмм рис. 9.3 а, б видно, что исполнительный механизм создает при своей работе момент нагрузки $M_c = \text{const}$, а его движение состоит из участков разгона (t_p — время разгона), движение с установившейся скоростью ($t_{\text{уст}}$ — время работы с установившейся скоростью), торможения (t_t — время торможения) и паузы (t_0 — время паузы). Полное время цикла составляет:

$$t_{\text{ц}} = t_{\text{р}} + t_{\text{под}} + t_{\text{сп}} + t_0.$$

Порядок расчета мощности, предварительного выбора и проверки этого двигателя рассмотрим на примере этих диаграмм.

1. Ориентировочно определяется номинальный момент двигателя

$$M \geq k_{\text{з}} \dot{M}_{\text{с}},$$

где $M_{\text{с}}$ — эквивалентный момент нагрузки; $k_{\text{з}} = (1,1 \div 1,3)$ — коэффициент запаса, учитывающий динамические режимы работы электродвигателя, когда он работает с повышенными моментами.

В нашем случае $M_{\text{с}} = M_c$. Если же момент нагрузки M_c изменяется во времени и нагрузочная диаграмма имеет несколько участков, то $M_{\text{с}}$ определяется по следующему выражению:

$$M_{\text{н\ddot{y}}} = \sqrt{\frac{1}{t_0} \sum_{i=1}^n M_{ci}^2 t_i}, \quad (9.1)$$

где M_{ci} — момент статической нагрузки i -го участка; t_i — длительность i -го участка.

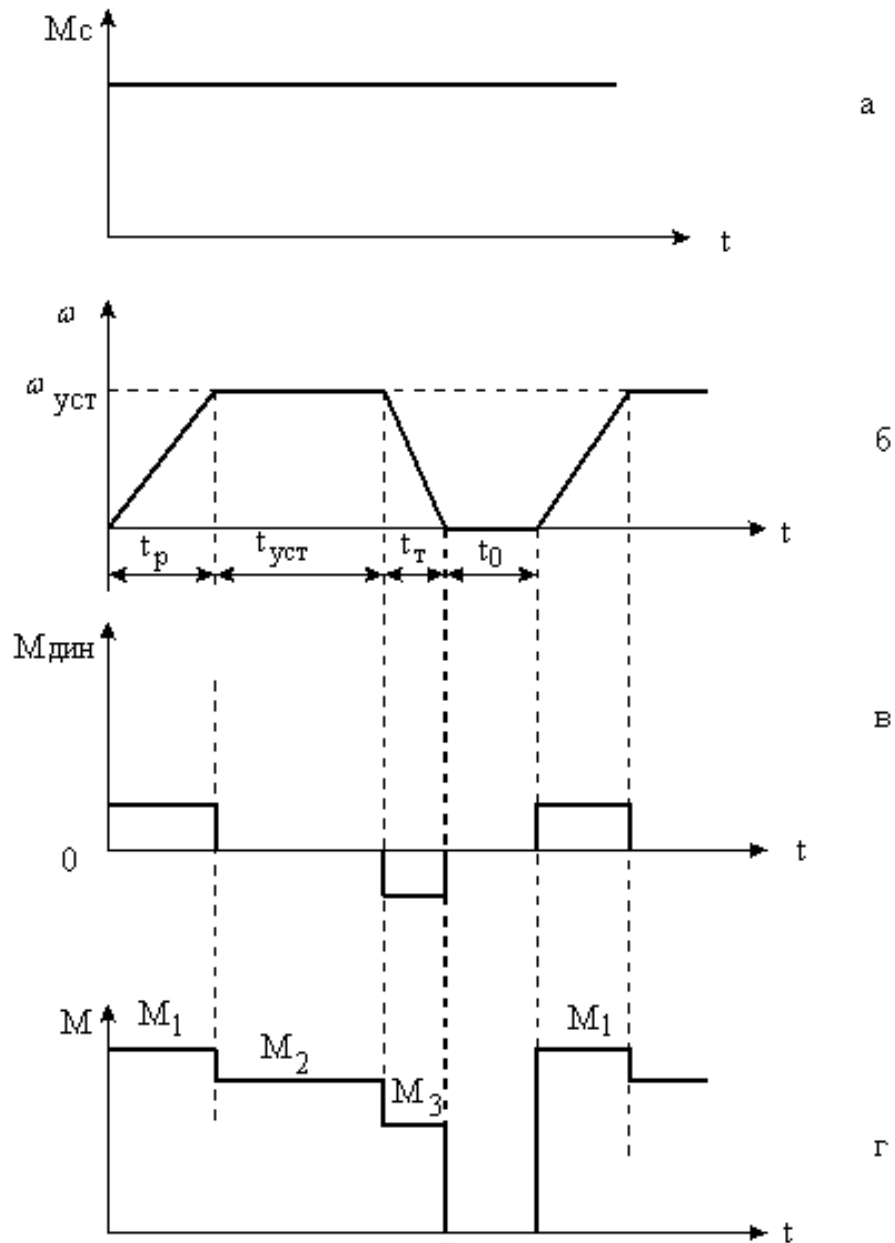


Рис. 9.3. Тахограмма и нагрузочные диаграммы механизма и двигателя

2. Определяется номинальная скорость двигателя.

В нашем случае $\omega_{\text{уст}} \leq \omega_{\text{н}}$.

Если во время работы исполнительного органа его скорость регулируется, то номинальная скорость определяется способом регулирования.

3. Определяется номинальная расчетная мощность двигателя

$$P_i = M_i \omega \geq k M_{н\gamma} \omega_{н\delta}.$$

4. Из каталога выбирается двигатель ближайшей большей мощности и скорости, имеющий конструктивное исполнение, соответствующее условиям работы данной рабочей машины.

5. Затем осуществляется проверка выбранного двигателя по перегрузочной способности. Для этого необходимо сравнить M_{\max} из нагрузочной диаграммы с $M_{\text{доп}}$ двигателя. Построим зависимость момента двигателя от времени с помощью уравнения движения

$$M = M_c + J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt} = M_c + M_{\text{дв}}. \quad (9.2)$$

График динамического момента приведен на рис. 9.3, в. Динамический момент определяется приведенным моментом инерции и заданным ускорением на участке разгона и замедлением на участке торможения диаграммы $\omega(t)$. Зависимость $M(t)$ приведена на рис. 9.3, г.

Для проверки выбранного электродвигателя по перегрузочной способности сопоставляется максимально допустимый момент двигателя M_{\max} с максимальным моментом, взятым из найденной зависимости $M(t)$.

В нашем случае

$$M_{\max} \geq M_1. \quad (9.3)$$

Если соотношение (9.3) выполняется, то двигатель обеспечит ускорение на участке разгона, если нет, то необходимо выбирать другой двигатель.

Для ДПТ обычного исполнения $M_{\max} = M_{\text{доп}} = (1,5 \div 2,5) M_n$.

Для АД с фазным ротором этот момент может быть принят равным M_k .

6. При выборе АД с КЗ ротором двигатель должен быть проверен также по условиям пуска. Для этого сравнивается его момент с моментом нагрузки при пуске, т. е. $M_{\text{пАД}} \geq M_{\text{сп}}$.

Для нашего случая $M_n \geq M_c$. Если выбранный двигатель удовлетворяет пунктам 5 и 6, то далее осуществляется его проверка по нагреву.

Для оценки соответствия теплового режима нужно получить представление о тепловой модели двигателя.

9.3. Нагрев и охлаждение двигателей. Тепловая модель двигателя

Анализ теплового состояния двигателей позволяет оценить степень его загрузки по мощности. Если анализ показывает, что нагрев двигателя близок или равен нормативному, то это свидетельствует о хорошем использовании мощности двигателя, т. е. КПД и $\cos\varphi$ такого электродвигателя наилучшие. Если же нагрев двигателя меньше нормативного, то это свидетельствует о недогрузке двигателя и несоответствии его мощности требуемой. При проведении анализа теплового состояния двигателя необходимо учитывать класс применяемой в двигателях изоляции.

Изоляция класса А (допустимая предельная температура нагрева 105°), классов Е (120°) Н (180°) В (130°) С (180°) F (155°).

В тепловом отношении электрическая машина — очень сложный объект. Она неоднородна по материалу, имеет рассредоточенные внутренние источники тепла, интенсивность которых зависит от режима, теплоотдача зависит от скорости и т. п. Именно эта сложность побуждает пользоваться на практике для относительно грубых оценок предельно простой моделью, построенной в предположении, что машина — однородное тело с постоянной теплоемкостью C — количество тепла, необходимое для повышения температуры двигателя на 1 °С, с одинаковой температурой во всех точках, с теплоотдачей A во внешнюю среду, пропорциональной разности τ температуры двигателя $\theta_{\text{дв}}$ и окружающей среды $\theta_{\text{о.с.}}$, т. е.

$$A(\theta_{\text{дв}} - \theta_{\text{о.с.}}) = A\tau.$$

Тогда уравнение теплового баланса для некоторого интервала времени dt будет иметь вид:

$$\Delta P dt = A\tau dt + C d\tau. \quad (9.4)$$

Разделив обе части уравнения (9.4) на $A dt$, получим:

$$\frac{\Delta P}{A} = \tau + \frac{C}{A} \frac{d\tau}{dt}$$

или

$$\tau + T_{\text{н}} \frac{d\tau}{dt} = \tau_{\text{онд}}, \quad (9.5)$$

где $T_{\text{н}} = C/A$ — постоянная нагрева двигателя, с; $\tau_{\text{уст}} = \Delta P/A$ — установившееся превышение температуры при мощности потерь, выделяющихся в машине (ΔP) и теплоотдаче двигателя (A) — количество тепла, отдава-

емого двигателем в окружающую среду за 1 с при разности температур двигателя и окружающей среды 1 °С [Дж/с·°С].

Решением дифференциального уравнения (9.1) будет экспонента:

$$\tau = (\tau_{\text{н.нач}} - \tau_{\text{н.кон}}) e^{-t/T_n} + \tau_{\text{н.кон}}. \quad (9.6)$$

Уравнение (9.5) позволяет представить динамическую тепловую модель двигателя в виде структурной схемы (рис. 9.4). Физический смысл постоянной времени нагрева T_n состоит в том, что она равна времени нагрева двигателя до установившегося превышения температуры $\tau_{\text{уст}}$, если бы отсутствовала отдача тепла окружающей среде.

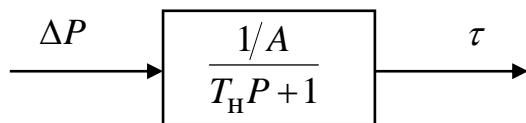


Рис. 9.4. Динамическая тепловая модель двигателя

Следует отметить, что постоянная времени (T_n), если подходить более строго, не постоянная, так как в начальной части нагрева, когда греются лишь активные части, главным образом медь обмоток, и тепло не успе

певает распространиться по всему телу машины, процесс идет быстрее, чем описывает формула (9.5), т. е. $T_{\text{н.нач}} < T_{\text{н.кон}}$. Для самовентилируемых двигателей теплоотдача зависит от скорости, уменьшаясь с ее снижением, причем разница может быть существенной, в 2–4 раза. Выражение (9.6) может быть использовано для исследования изменения перегрева двигателя, как при его нагреве, так и при охлаждении. Необходимо лишь в (9.6) подставлять соответствующие значения $\tau_{\text{нач}}$ и $\tau_{\text{уст}}$ и постоянной времени. Процессы нагрева и охлаждения некоторых типов двигателей характеризуются различными постоянными времени, так как постоянная времени обратно пропорциональна теплоотдаче двигателя. Количественно ухудшение теплоотдачи характеризуется коэффициентом ухудшения теплоотдачи при неподвижном якоре (роторе).

$$\beta_0 = \frac{A_0}{A}, \quad (9.7)$$

где A_0 , A — теплоотдача при неподвижном двигателе и номинальной скорости.

Примерные значения коэффициента β_0 для двигателей с различной системой охлаждения приведены ниже:

- | | |
|--|-----------|
| 1. Закрытый с независимой вентиляцией | 1 |
| 2. Закрытый без принудительного охлаждения | 0,95÷0,98 |
| 3. Закрытый, самовентилируемый | 0,45÷0,55 |
| 4. Защищенный, самовентилируемый | 0,25÷0,35 |

С учетом (9.7) постоянная времени охлаждения при неподвижном двигателе составляет

$$T_0 = C / A_0 = C / (A\beta_0) = T / \beta_0.$$

Так как $\beta_0 \leq 1$, то $T_0 \geq T_n$, т. е. охлаждение неподвижного двигателя происходит медленнее, чем нагрев. Обычно постоянная времени нагрева двигателей находится в пределах от нескольких минут до нескольких часов.

Итак, реакция машины на быстрые изменения потерь в ней — отрезки экспонент с относительно большими (минуты, даже часы для больших машин) постоянными времени.

В установившемся режиме ($d\tau/dt = 0$) имеем:

$$\tau = \Delta P / A; \quad (9.8)$$

в номинальном режиме

$$\tau_{\text{анн}} = \Delta P_{\text{н}} / A. \quad (9.8a)$$

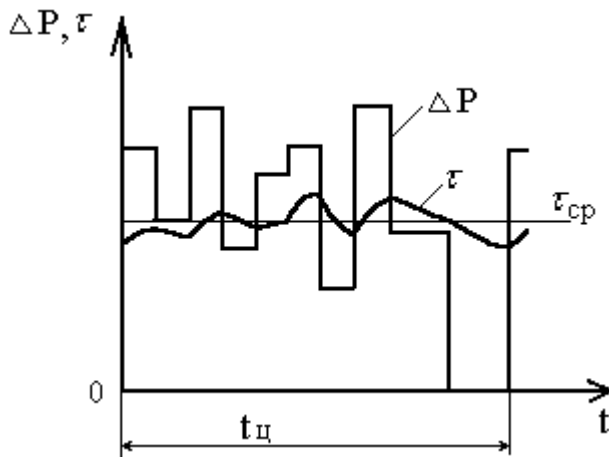


Рис. 9.5. Превышение температуры τ при изменяющихся потерях

Если привод работает в циклическом режиме и время цикла невелико (минуты), то даже при сильно меняющихся потерях (ΔP) отклонение превышения температуры (τ) от среднего значения ($\tau_{\text{ср}}$) не будет большим из-за значительной T_n (рис. 9.5). Прямой метод проверки двигателя по нагреву предусматривает построение с помощью (9.3) кривой $\tau(t)$, определение по ней τ_{max} и проверку условия

$$\tau_{\text{max}} \leq \tau_{\text{анн}}.$$

Однако практическое применение этого метода затруднено в связи с тем, что при этом необходимо знать основные тепловые параметры двигателя: A , C , T_n . Поскольку эти параметры не приводятся в каталоге 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 методы можно использовать во всех режимах работы двигателей.

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 $\Delta P_{\text{н}}$, на основании чего делается заключение о нагреве двигателя. Среднее значение превышения температуры:

$$\tau_{\text{н}\delta} = \Delta P_{\text{н}\delta} / A, \quad (9.9)$$

где $\Delta P_{\text{н}\delta} = \int_0^{t_{\delta}} \Delta P(t) dt$ — средняя за цикл мощность потерь, и тогда при постоянной теплоотдаче A с учетом (9.8а) $\tau_{\text{ср}} \leq \tau_{\text{доп}}$, если

$$\Delta P_{\text{н}\delta} \leq \Delta P_{\text{н}}. \quad (9.10)$$

Условием (9.10) можно пользоваться лишь при малых продолжительностях цикла, когда $t_{\text{ц}} \ll T_{\text{н}}$. Но и в этом случае иногда обилие условий и допущений, сопутствующих изложенному приему, дает не очень хорошие результаты. Поэтому введена детальная классификация режимов, и в каталогах двигателя паспортизируются в соответствии с режимами.

Уравнение теплового баланса для цикла имеет вид:

$$\int_0^{t_{\delta}} \Delta P dt = A \tau_{\text{н}\delta} t_{\delta}, \quad (9.11)$$

откуда

$$\tau_{\text{н}\delta} = \int_0^{t_{\delta}} (\Delta P dt) / (\dot{A} t_{\delta}) = \Delta P_{\text{н}\delta} / A, \quad (9.12)$$

где $\int_0^{t_{\delta}} \frac{\Delta P dt}{t_{\delta}}$ — средние потери мощности за цикл.

Условием правильности выбора по нагреву должно быть условие: $\tau_{\text{ср}} \leq \tau_{\text{ном}} = \tau_{\text{доп}}$, т. к. $\tau_{\text{ном}} = \Delta P_{\text{н}} / A = \tau_{\text{доп}}$, то можно записать, что

$$\Delta P_{\text{н}\delta} \leq \Delta P_{\text{н}}; \quad \Delta P_{\text{н}\delta} \leq \frac{1}{t_{\delta}} \sum_{i=1}^n \Delta P_i t_i, \quad (9.13)$$

где t_i — продолжительность i -го участка; n — количество участков цикла; ΔP_i — потери мощности на i -м участке.

Следовательно, если средняя мощность потерь за цикл не превосходит номинальную мощность потерь, то двигатель выбран правильно и его температура не превысит допустимую. Если $\Delta P_{\text{ср}} > \Delta P_{\text{н}}$, то двигатель будет перегреваться, что недопустимо. Если $\Delta P_{\text{ср}} \ll \Delta P_{\text{н}}$, то двигатель будет плохо использован по нагреву.

В обоих случаях необходимо выбрать другой двигатель, построить новую зависимость $\Delta P = f(t)$ и вновь проверить двигатель методом средних потерь.

В табл. 9.1 приведены номинальные режимы работы электродвигателей:

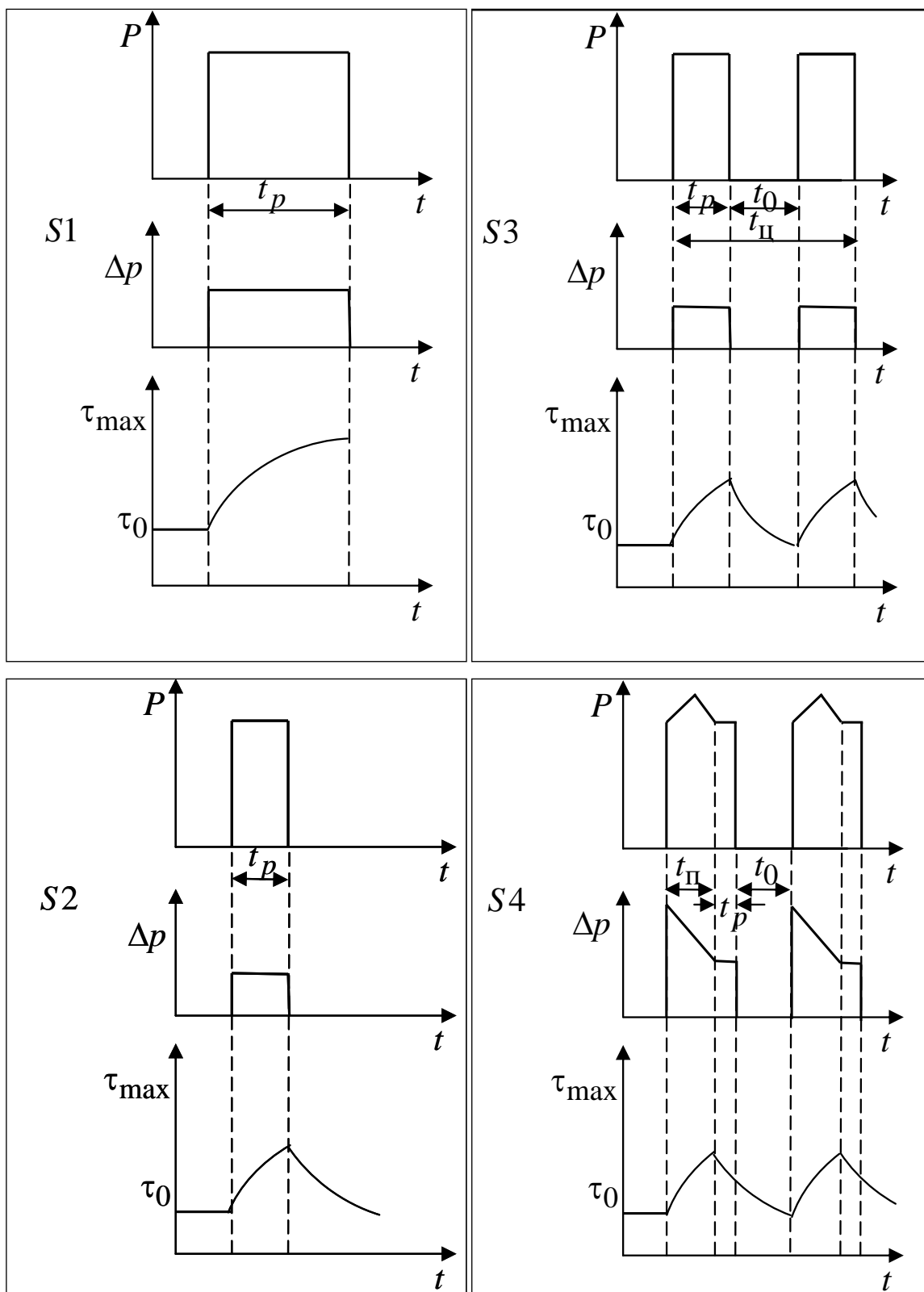
- S1 — продолжительный номинальный режим работы;
- S2 — кратковременный номинальный режим работы;
- S3 — повторно-кратковременный номинальный режим работы;
- S4 — повторно-кратковременный номинальный режим работы с частыми пусками;
- S5 — повторно-кратковременный номинальный режим работы с частыми пусками и электрическим торможением;
- S6 — перемежающийся номинальный режим работы;
- S7 — перемежающийся номинальный режим работы с частыми реверсами и электрическим торможением;
- S8 — перемежающийся номинальный режим работы с двумя или более угловыми скоростями, которые определяют характер изменения потребляемой мощности, потерь мощности ΔP и превышения температуры τ при различных условиях работы двигателей.

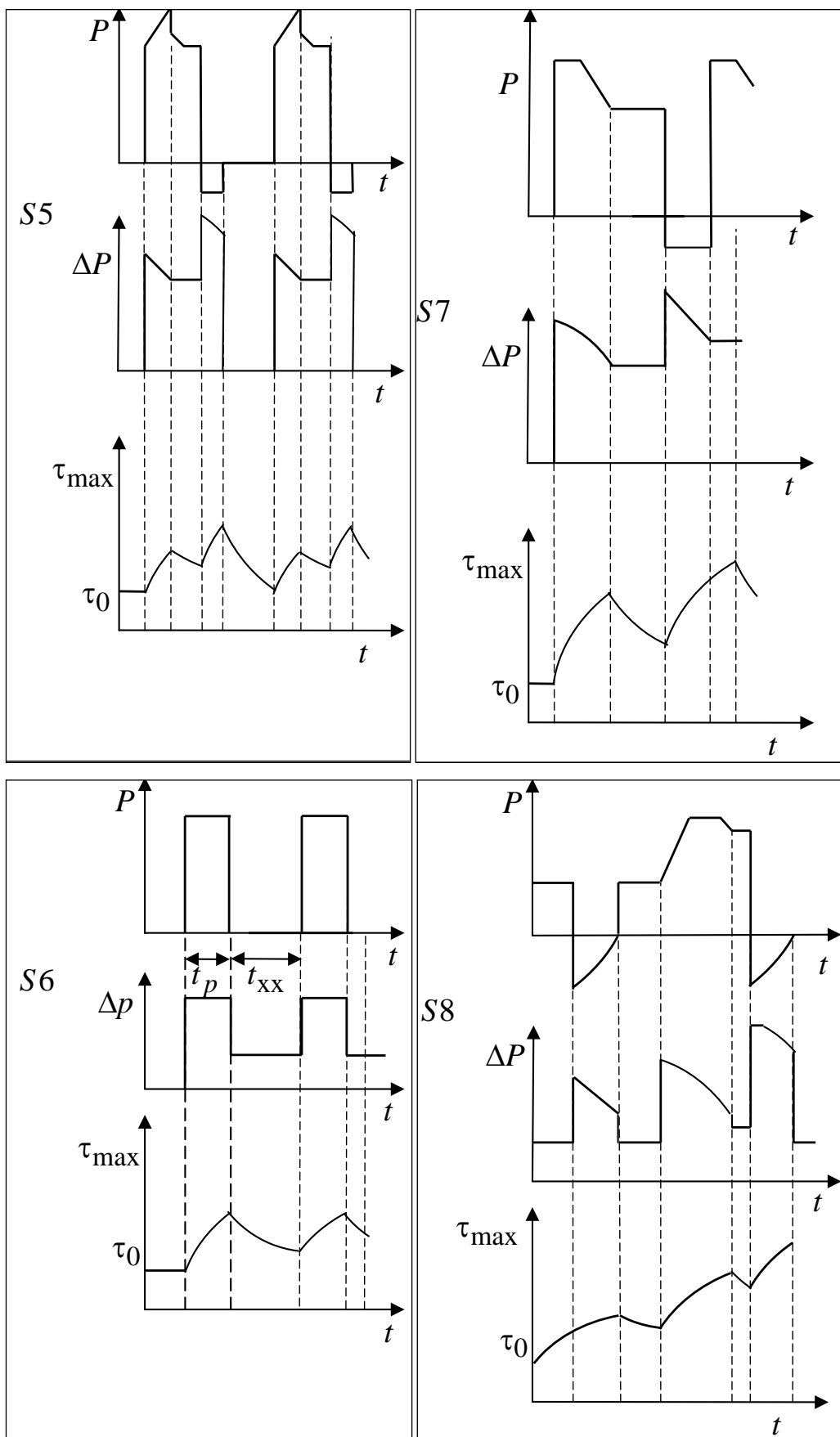
На методе средних потерь базируются методы эквивалентных величин. Если в качестве нагрузочной диаграммы имеются кривые тока в функции времени, то при некоторых условиях можно произвести проверку двигателя по нагреву без вычисления потерь, воспользовавшись методом эквивалентного тока. Он основан на том, что действительно протекающий в двигателе ток при различных нагрузках заменяется в расчетах эквивалентным током $I_{\text{экв}}$ неизменной величины, создающей в двигателе за рассматриваемый промежуток времени те же потери, что и действительная протекающая сила тока.

$\Delta P_{\text{ср}} = \Delta P_{\text{с}} + I_{\text{экв}}^2 R$ — потери в двигателе при эквивалентном токе, $\Delta P_{\text{с}}$ — постоянные потери (механические, вентиляционные, потери в стали — зависят от напряжения и скорости).

Таблица 9.1

Номинальные режимы работы электродвигателей





Подставляя это равенство в формулу для определения средних потерь, получим:

$$\Delta P_{\bar{n}} + I_{\hat{y}\hat{e}\hat{a}}^2 R = \frac{(\Delta P_{\bar{n}} + I_1^2 R)t_1 + (\Delta P_{\bar{n}} + I_2^2 R)t_2 + \dots + (\Delta P_{\bar{n}} + I_n^2 R)t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}. \quad (9.14)$$

После преобразований получим:

$$I_{\hat{y}\hat{e}\hat{a}} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n I_i^2 \frac{t_i}{\sum_{i=1}^n t_i}}{\sum_{i=1}^n t_i}} \quad (9.15)$$

или в общем случае при произвольной форме тока

$$I_{\hat{y}\hat{e}\hat{a}} = \sqrt{\frac{1}{t_{\bar{o}}} \int_0^{t_{\bar{o}}} i^2(t) dt}, \quad (9.16)$$

где $t_{\bar{u}}$ — время цикла.

Величина эквивалентной силы тока сопоставляется с номинальной силой тока выбранного двигателя, т. е.

$$I_{\hat{y}\hat{e}\hat{a}} \leq I_{\bar{i}}.$$

Двигатель также должен быть проверен по допустимой перегрузке из условия

$$\frac{I_{\max \text{ нагрузки}}}{I_{\bar{i}}} \leq \mu_I,$$

где $I_{\max \text{ нагрузки}}$ — максимальное значение тока из графика нагрузки; μ_I — допустимый коэффициент перегрузки двигателя по току.

Метод эквивалентного тока применим в том случае, если потери в стали и механические потери не зависят от нагрузки. Кроме того, величина сопротивления главной цепи двигателя должна быть постоянной на всех участках заданного графика нагрузки.

В ряде случаев при проверке двигателя по нагреву удобно пользоваться графиком момента, развиваемого двигателем в функции времени.

Если поток двигателя постоянен, то между током и моментом существует прямая пропорциональность ($M = CI$). В этих случаях возможна проверка двигателя по эквивалентному моменту, который для ступенчатого графика вычисляется по формуле:

$$M_{\hat{y}\hat{e}\hat{a}} = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + \dots + M_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}}.$$

Если $M_{\text{экв}} \leq M_n$, то двигатель удовлетворяет условиям нагрева. Этот метод применим для проверки синхронных, асинхронных двигателей нормального исполнения и ДПТ независимого возбуждения при работе с $\Phi = \Phi_n = \text{const}$. Выбранный двигатель необходимо проверить на перегрузочную способность и условие пуска:

$$M_{\text{max}} \leq \lambda \dot{I} ; \quad \lambda = \frac{\dot{I}_{\text{max}}}{\dot{I}_i};$$

$$M_i \leq \lambda_i \dot{I} ; \quad \lambda_i = \frac{\dot{I}_i}{\dot{I}_i}.$$

Если нагрузочная диаграмма двигателя задана в виде графика мощности, то проверка двигателя по нагреву на основе этого графика может быть произведена непосредственно лишь в тех случаях, когда между мощностью и током существует прямая пропорциональность, что имеет место при работе двигателя с постоянным потоком и скоростью.

Для ступенчатого графика эквивалентная мощность определяется:

$$P_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + \dots + P_i^2 t_i}{t_1 + t_2 + \dots + t_i}}. \quad (9.19)$$

Если $P_{\text{экв}} \leq P_n$, то двигатель выбран верно. Этот метод применим для проверки по нагреву синхронных, асинхронных двигателей нормального исполнения и ДПТ независимого возбуждения с номинальным потоком и постоянной или мало меняющейся скоростью вращения. Методом эквивалентной мощности можно воспользоваться и в случае переменной угловой скорости, если привести мощность при угловой скорости ω_i к эквивалентной мощности при $\omega = \omega_n$, используя соотношение $P_{\text{эи}} = P_i \frac{\omega_i}{\omega_n}$, тогда формула эквивалентной мощности для случая переменных угловой скорости и теплоотдачи будет иметь вид:

$$P_{\text{э}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^i \left(P_i \frac{\omega_i}{\omega_n} \right)^2 t_i}{\sum_{i=1}^i \beta_i t_i}}. \quad (8.20)$$

9.4. Проверка двигателей на нагрев, работающих в кратковременном режиме

Если двигатель предназначен для продолжительного режима работы ($S1$), то при работе в кратковременном режиме ($S2$) он будет недоиспользован (кривая 1 рис. 9.7). Следовательно, его можно перегружать (кривая 2). Тогда к концу рабочего периода превышение температуры ЭД.

$$\tau_{\text{аи}} = \tau_{\text{он}} = \tau'_{\text{он}} (1 - e^{-t_{\delta}/T_i}). \quad (8.50)$$

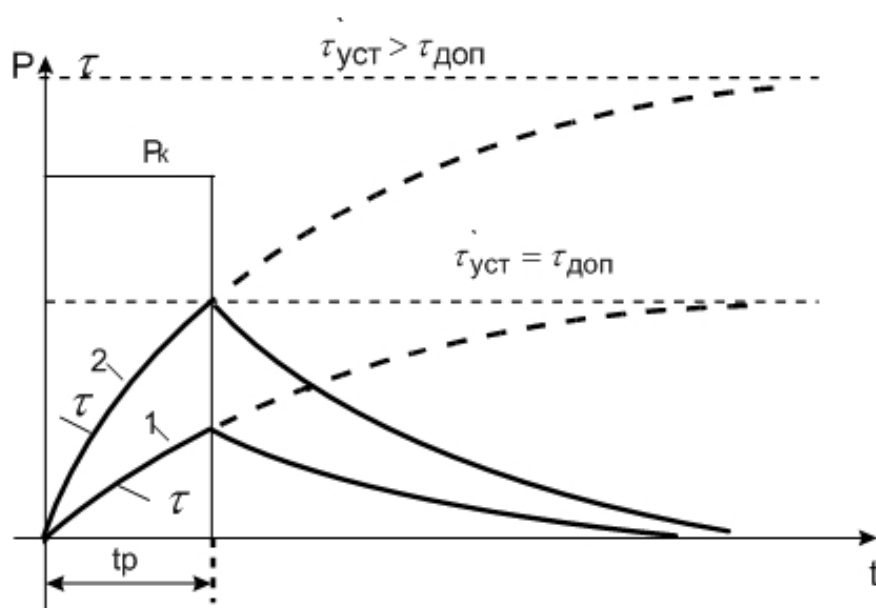


Рис. 9.7

Чтобы определить количественно, насколько можно перегружать двигатель в режиме $S2$, используют коэффициенты термической и механической перегрузок:

$$p_{\delta} = \frac{\Delta P_{\hat{e}}}{\Delta D_i} = \frac{\tau_{\text{он}}}{\tau'_{\text{он}}} = 1 / (1 - e^{-t_{\delta}/T_i}) \quad (9.51)$$

— коэффициент термической перегрузки.

Коэффициент механической перегрузки

$$p_i = \frac{P_{\hat{e}}}{D_i}.$$

p_m можно выразить через p_{τ}

$$p_{\delta} = \frac{\Delta D_{\hat{e}}}{\Delta D_i} = \frac{\hat{E} + V_i \left(\frac{D_{\hat{e}}}{D_i} \right)^2}{\hat{E} + V_i} = \frac{\alpha + \delta_i^2}{\alpha + 1} \quad (9.52)$$

откуда

$$p_i = \sqrt{(1+\alpha)\delta_o} - \alpha, \quad (9.53)$$

где $\alpha = K/V_n$ — коэффициент потерь при $K = V_n \alpha = 1$.

Подставляя

$$\delta_o = \frac{1}{(1 - e^{-t_o/T_i})},$$

получим

$$\delta_i = \sqrt{(1+\alpha)(1 - e^{-t_o/T_i})} - \alpha,$$

при $\alpha = 1$ будет

$$\delta_i = \sqrt{\frac{1}{1 - e^{-t_o/T_i}}} = \sqrt{\delta_o}. \quad (9.54)$$

На рис. 9.8 представлены зависимости p_T и $p_M = f(t_p/T_n)$.

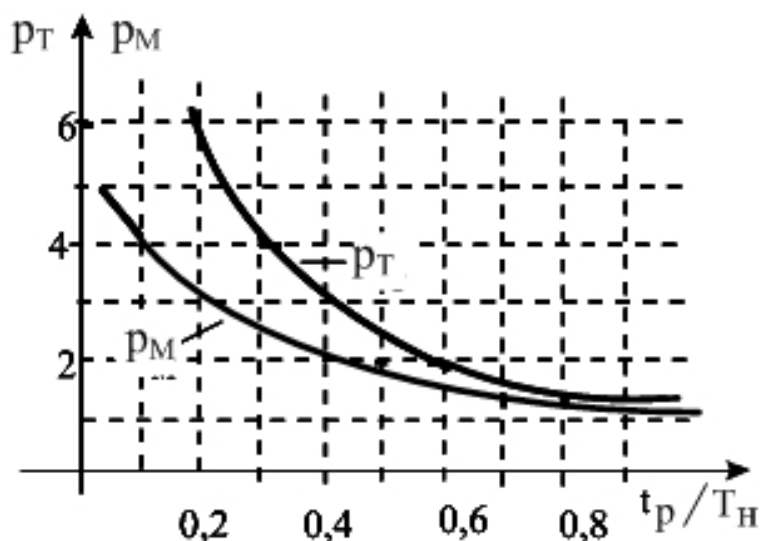


Рис. 9.8

Из рис. 9.8 видно, что при $t_p/T_n = 0,3 \div 0,4$, $p_M \approx 2,5$, то соответствует перегрузочной способности двигателей, можно не производить проверку на нагрев двигателей, работающих в режиме S2, но предназначенных для работы в продолжительном режиме S1. При $t_p > (3 \div 4)T_n$ проверка электрического двигателя на нагрев необходима.

Для проверяемого на нагрев двигателя должны быть известны нагрузочная диаграмма M_k , постоянная времени нагрева T_n и коэффициент потерь α . Используя метод эквивалентного момента из нагрузочной диаграммы, определится:

$$M_{\text{ýêâ}} = \sqrt{\frac{M_1^2 t_{\delta 1} + M_2^2 t_{\delta 2} + M_3^2 t_{\delta 3}}{t_{\delta 1} + t_{\delta 2} + t_{\delta 3}}}.$$

Момент, развиваемый ЭД в кратковременном режиме работы:

$$M_{\text{м.ê}} = \dot{I}_{\text{м}} \rho \neq \dot{I}_{\text{м}} \sqrt{(\alpha + 1) / (1 - e^{-t_{\delta}/T_i})} - \alpha. \quad (9.55)$$

Если соблюдается условие

$$M_{\text{м.ê}} \geq \dot{I}_{\text{ýêâ}},$$

то превышение температуры ЭД не превосходит допустимого значения. Если используются ЭД, предназначенные для работы в кратковременном режиме, время работы которых нормируется ($t_p = 10, 30, 60, 90$ мин), это учитывается для расчета допустимого превышения температуры:

$$\tau_{\text{âи}} = \frac{\Delta \dot{D}_{\text{м}}}{\dot{A}} (1 - e^{-t_{\delta, \text{м}}/T}).$$

Кроме того, при работе в течение t_p с нагрузкой, больше номинальной, потери будут $\Delta P_{\text{к}}$ и

$$\tau_{\text{âи}} = \frac{\Delta \dot{D}_{\text{ê}}}{\dot{A}} (1 - e^{-t_{\delta}/T_i}).$$

Тогда

$$\frac{\Delta P_{\text{ê}}}{\Delta \dot{D}_i} = \frac{1 - e^{-t_{\delta, \text{м}}/T}}{1 - e^{-t_{\delta}/T_i}} = \frac{\alpha + (\dot{D}_{\text{ê}} / \dot{D}_i)}{1 + \alpha},$$

откуда

$$P_{\text{ê}} = \dot{D}_{\text{м}} \sqrt{(1 + \alpha)(1 - e^{-t_{\delta, \text{м}}/T}) / (1 - e^{-t_{\delta}/T})} - \alpha, \quad (9.56)$$

аналогично

$$M_{\text{ê}} = M_{\text{м}} \sqrt{(1 + \alpha)(1 - e^{-t_{\delta, \text{м}}/T}) / (1 - e^{-t_{\delta}/T})} - \alpha. \quad (9.57)$$

Если допустимые мощность $P_{\text{к}}$ и момент $M_{\text{к}}$ не превышают эквивалентных значений:

$$P_{\text{ê}} \geq \dot{D}_{\text{ýêâ}}, \quad M_{\text{ê}} \geq M_{\text{ýêâ}},$$

то электродвигатель будет работать в нормальном тепловом режиме.

Таким образом, рассчитанные для кратковременного режима двигателя в продолжительном режиме работать не могут, так как будут перегреваться.

9.5. Проверка двигателей на нагрев, работающих в повторно-кратковременном (ПК) режиме

На рис. 9.9 представлены графики нагрузки двигателя на рабочих участках (t_p) и во время пауз (t_0) и зависимость изменения превышения температуры двигателя $\tau = f(t)$. Относительная продолжительность включения ЭД за цикл t_u определяется

$$\ddot{\hat{\mathbf{A}}} \% = \frac{t_{\delta}}{t_{\delta} + t_0} 100 \% = \frac{t_{\delta}}{t_{\delta}} 100 \% . \quad (9.58)$$

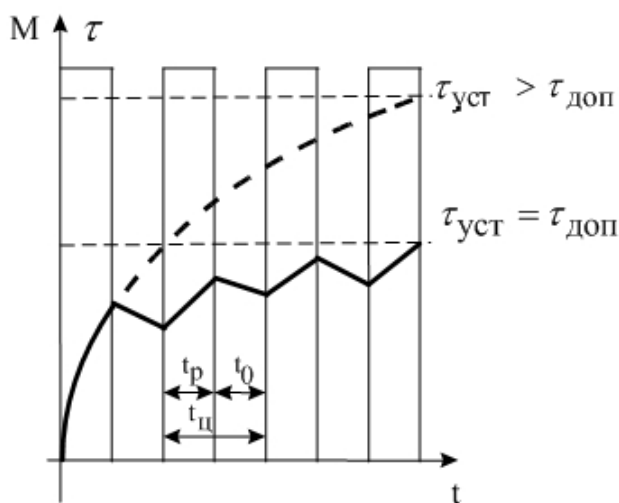


Рис. 9.9

Выпускаются специальные серии двигателей для ПК режима с указанием $P_{\text{ном}}$ при нормативной продолжительности включения ПВ % = 15, 25, 40, 60, 100 %.

Длительность рабочего цикла не должна превышать 10 мин, иначе двигатель считается работающим в продолжительном режиме. Если мощность и ПВ соответствуют каталожным, можно не проводить проверку на на-

грев. Если в реальном случае $PВ_1$ отличается от $PВ_n$, то $PВ_1$ соответствует M_1 , а $PВ_n$ соответствует $M_n \neq M_1$ (рис. 9.10).

Тогда

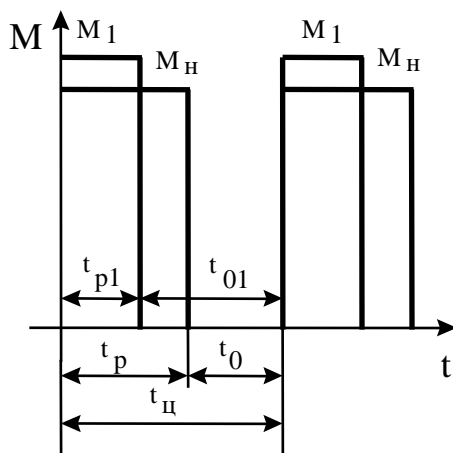


Рис. 9.10

$$\frac{\Delta P_1 t_{\delta 1}}{t_{\delta 1} + t_{01}} \leq \frac{\Delta P_{\text{in}} t}{t_{\delta} + t_0}$$

или $\Delta P_{\text{IÄ}} \leq \Delta \mathcal{D}_{\text{IÄ}}$.

Следовательно, чтобы не было перегрева, необходимо выполнить условие:

$$\Delta P_{\hat{m}} \geq \Delta P_{\dagger} \frac{\ddot{\hat{A}}_1}{\ddot{\hat{A}}_{\hat{m}}}. \quad (9.59)$$

Заменяя потери мощности через постоянные K и переменные V_n потери и учитывая $\alpha = K/V_n$, получим

$$I_i \geq I_1 \sqrt{\ddot{I}\hat{A}_1 / [\alpha \ddot{I}\hat{A}_i \ddot{I}\hat{A}_1 \ddot{I}\hat{A}_i]} \quad (9.60)$$

При условии постоянства $K\Phi_n$ за цикл, получим

$$M_i \geq M_1 \sqrt{\ddot{I}\hat{A}_1 / [\alpha \ddot{I}\hat{A}_i \ddot{I}\hat{A}_1 \ddot{I}\hat{A}_i]} \quad (9.61)$$

$$P_i \geq P_1 \sqrt{\ddot{I}\hat{A}_1 / [\alpha \ddot{I}\hat{A}_i \ddot{I}\hat{A}_1 \ddot{I}\hat{A}_i]} \quad (9.62)$$

При выполнении данных условий температура двигателя не будет превосходить допустимого значения. Если P_{B_1} незначительно отличается от P_{B_n} , то можно считать $\alpha(P_{B_n} - P_{B_1}) = 0$, тогда

$$I_i \geq I_1 \sqrt{\frac{\ddot{I}\hat{A}_1}{\ddot{I}\hat{A}_i}}; \quad (9.63)$$

$$M_i \geq M_1 \sqrt{\frac{\ddot{I}\hat{A}_1}{\ddot{I}\hat{A}_i}}; \quad (9.64)$$

$$P_i \geq P_1 \sqrt{\frac{\ddot{I}\hat{A}_1}{\ddot{I}\hat{A}_i}}. \quad (9.65)$$

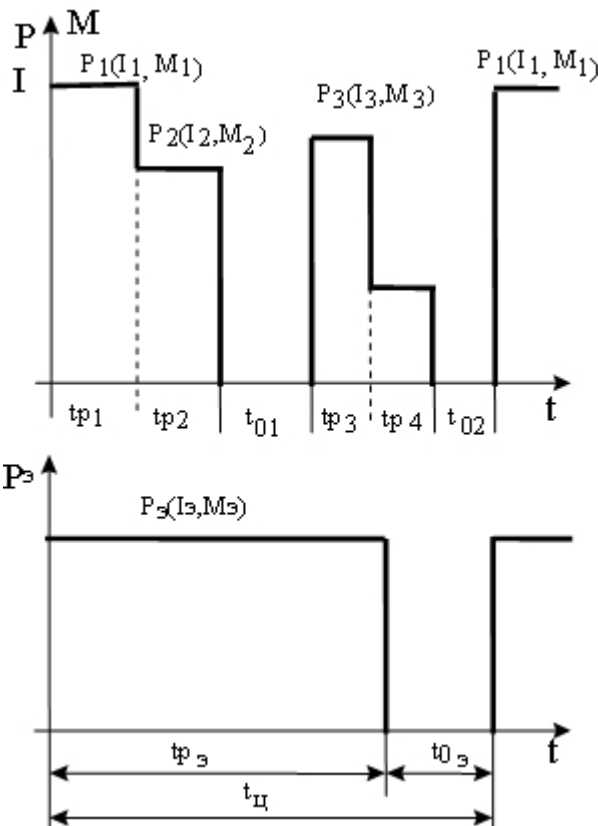


Рис. 9.11

Если нагрузка за цикл непостоянна, то нагрузочные диаграммы $P(t)$, $M(t)$, $I(t)$ должны быть заменены эквивалентными нагрузочными диаграммами (рис. 9.11).

$$P_{\dot{y}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n P_i^2 t_{\delta i}}{\sum_{i=1}^n t_{\delta i}}}.$$

Аналогично определяются

M_3, I_3 , где

$$t_{\delta, \dot{y}} = \sum t_{\delta}, \quad t_{0, \dot{y}} = \sum t_0,$$

$$\begin{aligned} \ddot{I}\hat{A}_{\dot{y}} \% &= \frac{t_{\delta, \dot{y}}}{t_{\delta, \dot{y}} + t_{0, \dot{y}}} 100 \% = \\ &= \frac{\sum t_{\delta}}{\sum t_{\delta} + \sum t_0} 100 \%. \end{aligned}$$

Средние потери мощности определяются

$$\Delta P_{\text{нб}} = \frac{\Delta P_1 t_{\delta 1} + \Delta P_2 t_{\delta 2} + \Delta P_3 t_{\delta 3} + \Delta P_4 t_{\delta 4}}{t_{\delta 1} + t_{\delta 2} + t_{\delta 3} + t_{\delta 4}}.$$

Определив $PВ_э$; $\Delta P_{\text{ср}}$; $P_э$; $M_э$; $I_э$, производится проверка на нагрев по формулам (9.60–9.63).

Если двигатели предназначены для продолжительного режима, а используются для повторно-кратковременного, в формулах (9.60–9.62) принимается $PВ_{\text{н}} = 100 \%$. Тогда

$$I_i \geq I_1 \sqrt{\hat{I}\hat{A}_1 / (1 + \alpha - \hat{d}\hat{A}_1 / 100)}; \quad (9.66)$$

$$M_i \geq M_1 \sqrt{\hat{I}\hat{A}_1 / (1 + \alpha - \hat{d}\hat{A}_1 / 100)}; \quad (9.67)$$

$$P_i \geq P_1 \sqrt{\hat{I}\hat{A}_1 / (1 + \alpha - \hat{d}\hat{A}_1 / 100)}, \quad (9.68)$$

где $I_{\text{н}}$; $M_{\text{н}}$; $P_{\text{н}}$ — номинальные данные для продолжительного режима.

Если нагрузочная диаграмма ступенчатая, сначала определяются $PВ_э$; $I_{1э}$; $P_э$; $M_э$, которые заменяют I_1 ; $PВ_1$; P_1 ; M_1 . Если теплоотдача во время пауз ухудшается, этот фактор учитывается коэффициентом ухудшения теплоотдачи $\beta_0 = A_0/A$. Тогда

$$I_i \geq I_1 \sqrt{\hat{I}\hat{A}_1 / [\hat{I}\hat{A}_1 + \beta_0(1 + \alpha(1 - \hat{I}\hat{A}))]_p}; \quad (9.69)$$

$$M_i \geq M_1 \sqrt{\hat{I}\hat{A}_1 / [\hat{I}\hat{A}_1 + \beta_0(1 + \alpha(1 - \hat{I}\hat{A}))]_p}; \quad (9.70)$$

$$P_i \geq P_1 \sqrt{\hat{I}\hat{A}_1 / [\hat{I}\hat{A}_1 + \beta_0(1 + \alpha(1 - \hat{I}\hat{A}))]_p}; \quad (9.71)$$

Таким образом, применение двигателей, предназначенных для продолжительного режима в повторно-кратковременном, нецелесообразно.

Контрольные вопросы

1. Проведите анализ нагрузочных диаграмм и тахограмм различных исполнительных механизмов.
2. Поясните порядок расчета мощности и выбора электродвигателя для электропривода.
3. В чем заключается различие между нагрузочной диаграммой двигателя и механизма.
4. Представьте зависимость превышения температуры электродвигателя от времени.
5. Поясните динамическую тепловую модель электродвигателя.
6. Перечислите и поясните косвенные методы проверки электродвигателей по нагреву.
7. Проведите анализ номинальных режимов работы электрических двигателей.
8. Чем обусловлены и от чего зависят потери мощности в электродвигателях?
9. Условие достижения максимального значения КПД электродвигателя?
10. Как определяются потери мощности двигателей в регулируемых электроприводах?
11. Как определяются потери энергии в переходных режимах (при пуске, торможении, реверсе)?
12. Как осуществляется проверка на нагрев двигателей, работающих в кратковременном режиме?
13. Как определяется проверка на нагрев двигателей, работающих в повторно-кратковременном режиме?

10. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТОВ

10.1. Примеры расчетов к разделу 2

Пример 1

Составить расчетную схему механической части электропривода грузоподъемной лебедки при нижнем положении груза (рис. 10.1).

Данные для расчета: передаточное число редуктора $i_p = 11$; КПД редуктора $\eta_p = 0,92$; диаметр барабана Б $D_6 = 1$ м; жесткость одного метра подъемного каната $c_k = 2 \cdot 10^7$ Н; масса груза $m = 15\,000$ кг; длина каната $l_k = 30$ м. Моменты инерции вращательно движущихся элементов (J_i) и жесткости механических связей (c_i) указаны в табл. 10.1.

Таблица 10.1

*Значения моментов инерций элементов
и жесткостей механических связей*

i	$J_i, \text{кг}\cdot\text{м}^2$	$c_i, \text{Н}\cdot\text{м}$	i	$J_i, \text{кг}\cdot\text{м}^2$	$c_i, \text{Н}\cdot\text{м}$
1	40	∞	5	600	∞
2	2	$2 \cdot 10^5$	6	200	$3 \cdot 10^7$
3	2	∞	7	200	$5 \cdot 10^7$
4	4	∞	8	1000	—

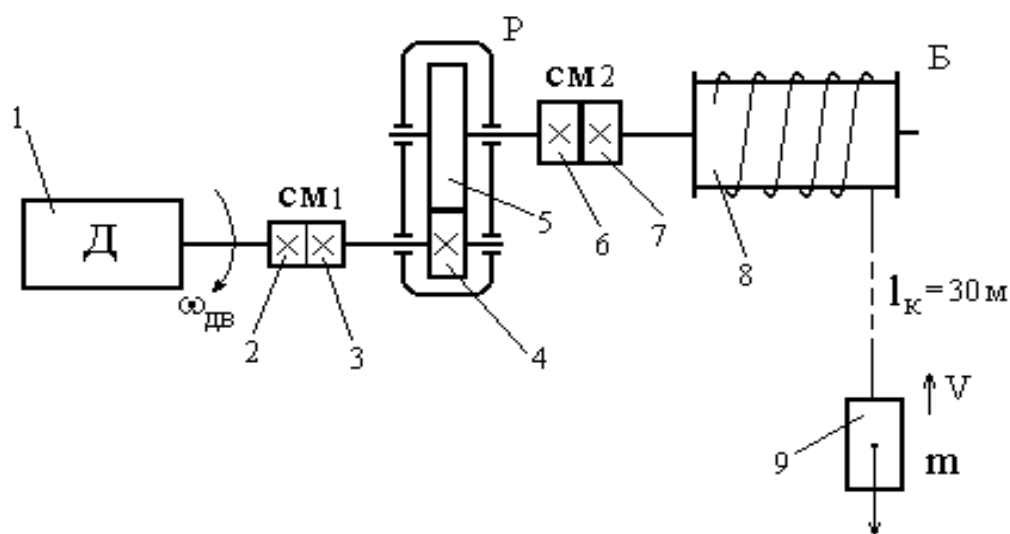


Рис. 10.1. Кинематическая схема грузоподъемной лебедки

Решение

Приведение моментов инерций i -го элемента к валу двигателя производим по формуле: $J_{\text{при}} = J_i / i_i^2$ [5, 8]. Например,

$$J_{\text{и}5} = J_5 / i_5^2 = 600 / 11^2 \approx 5 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Приведение жесткостей механических связей i -го элемента с $(i + 1)$ -м элементом выполняем по формуле: $c_{\text{при}} = c_i / i_i^2$.

Например,

$$c_{\text{и}6} = \tilde{c}_6 / i_6^2 = 3 \cdot 10^7 / 11^2 \approx 2,5 \cdot 10^5 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Результаты расчета приведенных к валу двигателя всех остальных моментов инерций и жесткостей представлены в табл. 10.2.

Радиус приведения для поступательно движущейся массы груза (m):

$$\rho = \frac{V}{\omega_{\text{вв}}} = \frac{D_{\text{в}}}{2i_{\text{п}}} = \frac{1}{2 \cdot 11} = 0,045 \text{ м}.$$

Приведенный момент инерции поступательно движущейся массы:

$$J_{\text{и}9} = m\rho^2 = 15000 \cdot 0,045^2 = 30,4 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Таблица 10.2

Приведенные значения моментов инерций и жесткостей

i	i_i	$J_{\text{при}}, \text{кг} \cdot \text{м}^2$	$c_{\text{при}}, \text{Н} \cdot \text{м}$	i	i_i	$J_{\text{при}}, \text{кг} \cdot \text{м}^2$	$c_{\text{при}}, \text{Н} \cdot \text{м}$
1	1	40	∞	5	11	5	∞
2	1	2	$2 \cdot 10^5$	6	11	1,65	$2,5 \cdot 10^5$
3	1	2	∞	7	11	1,65	$4,1 \cdot 10^5$
4	1	4	∞	8	11	8,3	—

Приведенная жесткость участка каната между грузом и барабаном при длине каната $l_{\text{к}} = 30$ м:

$$\tilde{n}_{\text{и}9} = \frac{\tilde{n}_{\text{в}} \rho^2}{l_{\text{в}}} = \frac{2 \cdot 10^7 \cdot 0,045^2}{30} = 0,014 \cdot 10^5 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

По полученным значениям J_i и c_i (рис. 10.2) построена исходная расчетная схема механической части электропривода. Здесь прямоугольники изображают приведенные моменты инерций, при этом площади прямоугольников прямо пропорциональны значениям моментов инерций, а длины соединений между ними обратно пропорциональны значениям приведенных жесткостей связей.

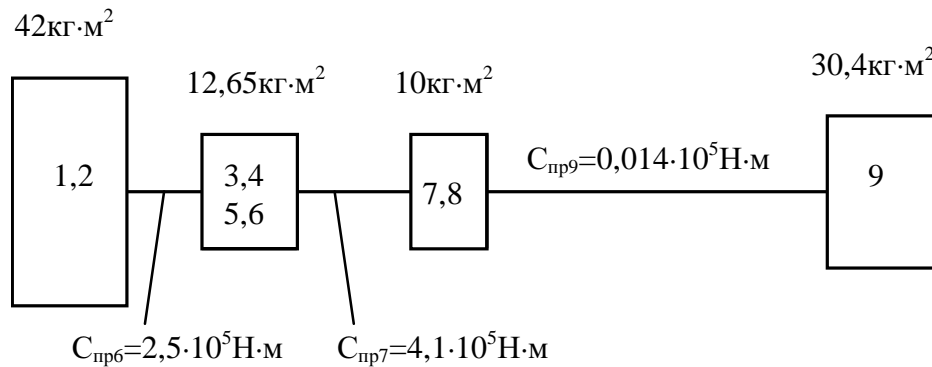


Рис. 10.2. Исходная расчетная схема механической части

Рассматривая схему (рис. 10.2), можно прийти к заключению, что механическая часть рассматриваемого электропривода без большой погрешности может быть приведена к двухмассовой упругой системе (рис. 10.3).

Эквивалентная жесткость (c_{12}) вычислена по формуле:

$$\frac{1}{\tilde{n}_{12}} = \frac{1}{\tilde{n}_{1\delta 6}} + \frac{1}{\tilde{n}_{1\delta 7}} + \frac{1}{\tilde{n}_{1\delta 9}},$$

$$\tilde{n}_{12} = 0,0138 \cdot 10^5 \text{ Ё } \ddot{\text{н}}.$$

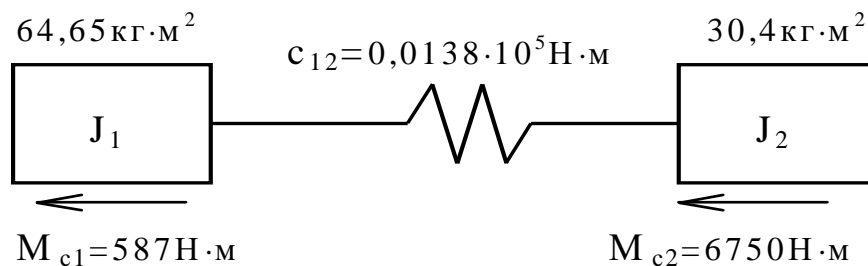


Рис. 10.3. Двухмассовая расчетная схема механической части

Моменты инерций (J_1 и J_2) составляют:

$$J_1 = 42 + 12,65 + 10 = 64,65 \text{ Ё } \ddot{\text{н}}^2;$$

$$J_2 = 30,4 \text{ Ё } \ddot{\text{н}}^2.$$

Рассчитаем статические нагрузки, действующие в этой схеме (рис. 10.3). Приведенное значение статического момента, создаваемого силой тяжести груза:

$$\dot{I}_{\ddot{\text{н}}2} = mg \cdot \rho = 15000 \cdot 9,81 \cdot 0,045 = 6750 \text{ Ё } \ddot{\text{н}}.$$

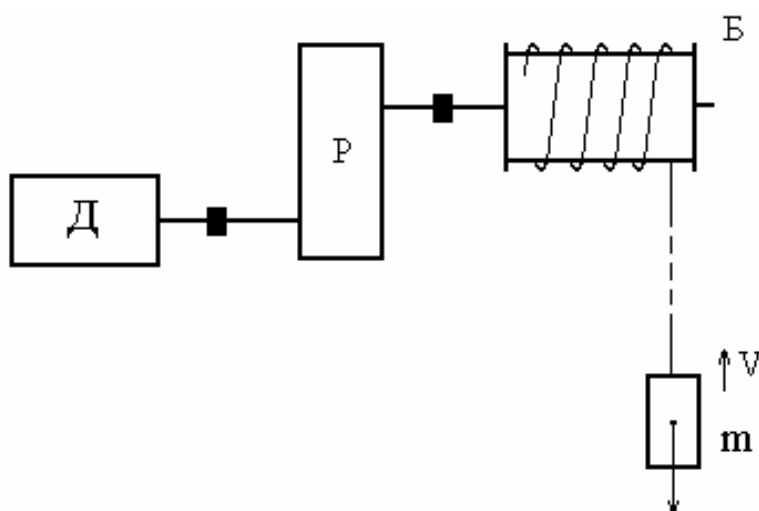
Момент потерь в редукторе находим по формуле

$$\Delta \dot{I} = \dot{I} \frac{1 - \eta_{\delta}}{\eta_{\delta}} = 6750 \frac{1 - 0,92}{0,92} = 587 \text{ А}.$$

Момент статической нагрузки, приложенный к первой массе:

$$M_{c1} = M_{c2} + \Delta M.$$

Пример 2



Электропривод с двигателем постоянного тока с независимым возбуждением приводит в движение грузоподъемную лебедку (рис. 10.4). Найти время, через которое скорость снизится до нуля, если двигатель отключается от сети. До отключения двигатель работал на естественной механической характеристике.

Рис. 10.4. Кинематическая схема электропривода грузоподъемной лебедки:
Д – двигатель; Р – редуктор; Б – барабан

Данные для расчета: $P_n = 37 \text{ кВт}$; $U_n = 220 \text{ В}$; $I_n = 192 \text{ А}$; $n_n = 575 \text{ об/мин}$; $J_{\text{дв}} = 2 \text{ кгм}^2$; масса груза $m_r = 1000 \text{ кг}$; передаточное число редуктора $P i_p = 6.4$; масса барабана Б $m_b = 300 \text{ кг}$; радиус барабана $R_b = 0,3 \text{ м}$; КПД редуктора $\eta_p = 0,89$; механические связи считать абсолютно жесткими.

Решение

Искомое время определим из уравнения движения электропривода, подставив в него $\omega_{\text{кон}} = 0$ и $M = 0$:

$$t_{\text{т.т}} = J_{\Sigma} \frac{\omega_{\text{т.т}}}{\dot{I}_{\text{н}}}.$$

Начальная скорость двигателя находится из уравнения естественной механической характеристики при $M = M_c$:

$$\omega_{\text{т.т}} = \omega_0 - M_c / \beta_a.$$

Статический момент, приведенный к валу двигателя

$$M_{\tilde{n}} = \frac{m_{\tilde{a}} g R_{\tilde{a}}}{i_p \eta_p} = \frac{1000 \cdot 9,81 \cdot 0,3}{6,4 \cdot 0,89} = 516,7 \text{ Í ì}.$$

Сопротивление якоря двигателя вычислим по приближенной формуле:

$$\begin{aligned} R_{\tilde{y}} &\approx 0,5(1 - \eta_i) R_i = 0,5 \left(1 - \frac{P_i}{U_i I_i} \right) \frac{U_i}{I_i} = \\ &= 0,5 \left(1 - \frac{37000}{220 \cdot 192} \right) \frac{220}{192} = 0,071 \text{ Î.} \end{aligned}$$

Коэффициент ЭДС двигателя при номинальном потоке:

$$\tilde{N} = \hat{e}\hat{O}_i = \frac{U_i - I_i R_{\tilde{y}}}{\omega_i} = \frac{220 - 192 \cdot 0,071}{60,2} = 3,43 \text{ Â} \cdot \tilde{n},$$

где $\omega_i = \frac{\pi n_i}{30} = \frac{3,14 \cdot 575}{30} = 60,2 \text{ ñ}^{-1}.$

Модуль жесткости естественной механической характеристики:

$$\beta_e = \frac{(\hat{e}\hat{O}_i)^2}{R_{\tilde{y}}} = \frac{3,43^2}{0,071} = 165,7 \text{ Í ì ñ}.$$

Скорость идеального холостого хода двигателя:

$$\omega_0 = \frac{U_i}{\hat{e}\hat{O}_i} = \frac{220}{3,43} = 64,1 \text{ ñ}^{-1}.$$

Начальная скорость при найденных параметрах двигателя составит:

$$\omega_{\hat{a}\div} = 64,1 - \frac{516,7}{165,7} = 61 \text{ ñ}^{-1}.$$

Суммарный приведенный момент инерции привода:

$$J_{\Sigma} = \delta J_{\tilde{a}\tilde{a}} + \frac{J_{\tilde{a}}}{i_p^2} + m_r \rho^2 = 1,15 \cdot 2 + \frac{13,5}{6,4^2} + 1000 \cdot 0,047^2 = 4,83 \text{ êã} \cdot \text{ì}^2,$$

где $\delta = 1,1-1,2$ — коэффициент, учитывающий инерцию передачи;
 $J_{\tilde{a}} = m_{\tilde{a}} R_{\tilde{a}}^2 / 2 = 300 \cdot 0,3^2 / 2 = 13,5 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$ — момент инерции барабана;
 $\rho = R_{\tilde{a}} / i_p = 0,3 / 6,4 = 0,047 \text{ м}$ — радиус приведения масс, движущихся поступательно, к вращательному движению.

Время снижения скорости до нуля после отключения двигателя составит:

$$t_{\tilde{a}\tilde{a}} = \frac{4,83 \cdot 61}{516,7} = 0,57 \text{ ñ}.$$

Пример 3

Используя данные примера 2, оценить время переходного процесса пуска электропривода и построить графики переходного процесса. Для ограничения пускового тока и момента двигателя в цепь якоря вводится дополнительное сопротивление.

Решение

Пусковой момент двигателя принимаем равным удвоенному значению номинального момента:

$$M_i = 2I_i = 2 \cdot \hat{Q}I_i = 2 \cdot 3,43 \cdot 192 = 1317 \text{ Ё ħ}.$$

Полное сопротивление цепи якоря при ограничении пускового тока:

$$R_{y\Sigma} = \frac{U_i}{2I_i} = \frac{220}{2 \cdot 192} = 0,573 \text{ Ё}.$$

Модуль жесткости пусковой механической характеристики:

$$\beta_i = \frac{(\hat{e}\hat{O}_i)^2}{R_{y\Sigma}} = \frac{3,43^2}{0,573} = 20,5 \text{ Ё ħ ħ}.$$

Электромеханическая постоянная времени электропривода при пуске:

$$T_i = \frac{J_\Sigma}{\beta_i} = \frac{4,83}{20,5} = 0,24 \text{ ħ}.$$

Конечное значение скорости при пуске:

$$\omega_{\text{ѳ}} = \omega - \frac{\dot{I}_{\text{ѳ}}}{\beta_i} = 64,1 - \frac{172}{20,5} = 55,7 \text{ ħ}^{-1}.$$

Время пуска электропривода:

$$t_i = \hat{O}_i \ln \frac{\omega_{\text{ѳ}}}{0,05\omega_{\text{ѳ}}} \approx 3\hat{O} = 0,72 \text{ ħ}.$$

Кривые переходного процесса рассчитываем при $\omega_{\text{нач}} = 0$ по формулам:

$$\omega = 55,7(1 - e^{-t/0,24});$$

$$M = 172(1 - e^{-t/0,24}) + 1317e^{-t/0,24}.$$

Графики переходного процесса пуска электропривода будут иметь вид рис. 10.5.

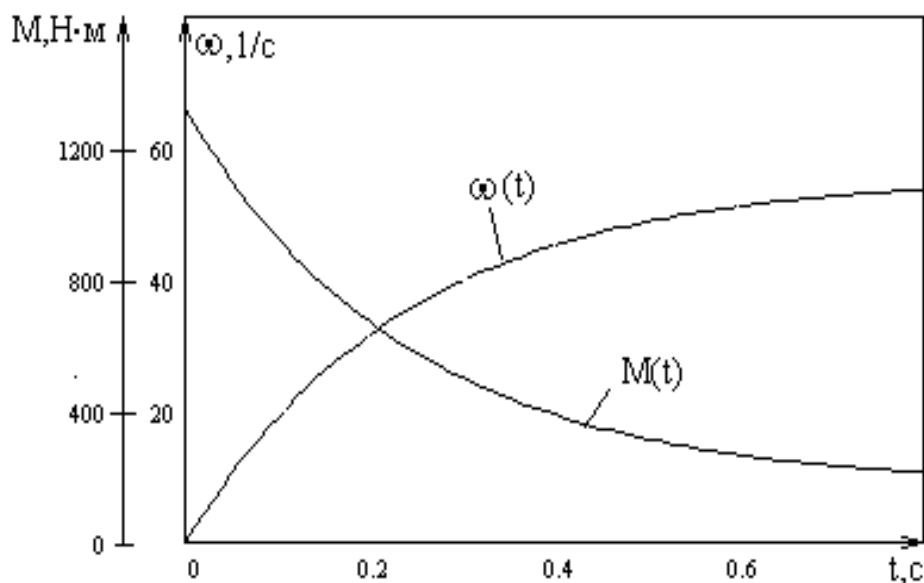


Рис. 10.5. Переходный процесс пуска электропривода

Пример 4

Построить переходный процесс электропривода, механическая характеристика которого описывается уравнением: $\omega = 75 - 0,1M$, при скачкообразном увеличении статического момента от $M_{c1} = 100$ Н·м до $M_{c2} = 200$ Н·м, если суммарный приведенный момент инерции привода составляет: $J_{\Sigma} = 2,5$ кг·м².

Решение

Переходный процесс в рассматриваемом случае описывается экспоненциальными зависимостями, так как механическая характеристика двигателя линейна и определяется уравнением вида: $\omega = \omega_0 - M/\beta$.

Начальная скорость двигателя при $M_{c1} = 100$ Н·м:

$$\omega_{\text{нач}} = 75 - 0,1 \cdot 100 = 65 \text{ с}^{-1}.$$

Конечное значение скорости при $M_{c2} = 200$ Н·м:

$$\omega_{\text{кон}} = 75 - 0,1 \cdot 200 = 55 \text{ с}^{-1}.$$

Электромеханическая постоянная времени электропривода:

$$T_1 = \frac{J_{\Sigma}}{\beta} = \frac{2,5}{10} = 0,25 \text{ с},$$

где $\beta = 1/0,1 = 10$.

Длительность переходного процесса при скачкообразном увеличении статического момента:

$$t_{11} = \dot{Q} \ln \frac{M_{c1} - M_{c2}}{0,98 \dot{I}_{c2} - \dot{I}_{c2}} = 0,25 \ln \frac{100 - 200}{-0,02 \cdot 200} \approx 0,8 \text{ с.}$$

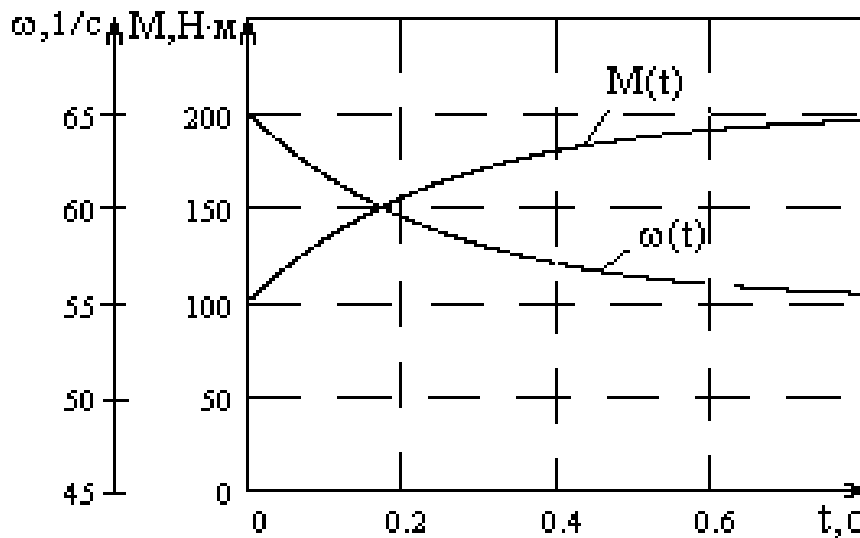


Рис. 10.6. Переходный процесс электропривода при скачкообразном увеличении статического момента

На рис. 10.6 построен переходный процесс электропривода по уравнениям:

$$\begin{aligned} \omega &= 55(1 - e^{-t/0,25}) + 65e^{-t/0,25}; \\ M &= 200(1 - e^{-t/0,25}) + 100e^{-t/0,25}. \end{aligned}$$

Пример 5

Используя данные примера 4, составить структурную схему электропривода и построить частотные характеристики.

Решение

Уравнение механической характеристики $\omega = 75 - 0,1M$ преобразуем к виду:

$$M = \beta(\omega_0 - \omega) = 10(75 - \omega).$$

Структурную схему одномассовой механической системы составим на основе уравнений:

$$\begin{aligned} M &= \beta(\omega_0 - \omega); \\ M - M_c &= J_\Sigma \frac{d\omega}{dt}. \end{aligned}$$

Заменяя в уравнении движения $p = d/dt$, составим структурную схему, показанную на рис. 10.7.

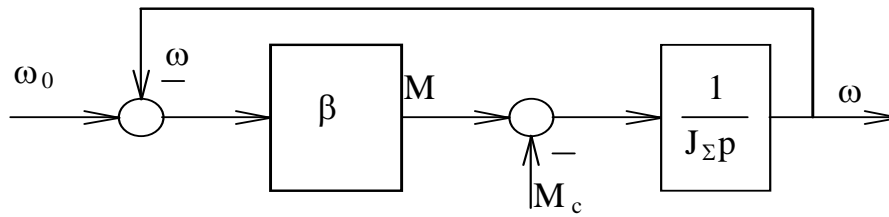


Рис. 10.7. Структурная схема электропривода

Передаточная функция системы по управляющему воздействию после несложных преобразований приводится к виду:

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{\omega_0(p)} = \frac{1}{T_i p + 1} = \frac{1}{0,25 p + 1},$$

где $T_m = J_\Sigma / \beta = 2,5 / 10 = 0,25$ с.

Амплитудно-фазовую характеристику получим подстановкой в передаточную функцию $p = j\Omega$:

$$W(j\Omega) = \frac{1 - jT_i \Omega}{1 + \Omega_i^2 \Omega^2}.$$

Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики, соответственно, имеют вид:

$$A(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + T_i^2 \Omega^2}}, \quad \Psi(\Omega) = -\arctg(T_i \Omega).$$

На рис. 10.8, а построена амплитудно-фазовая характеристика (АФХ) электропривода, а на рис. 10.8, б – соответствующая ей логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ) и фазочастотная характеристика (ФЧХ).

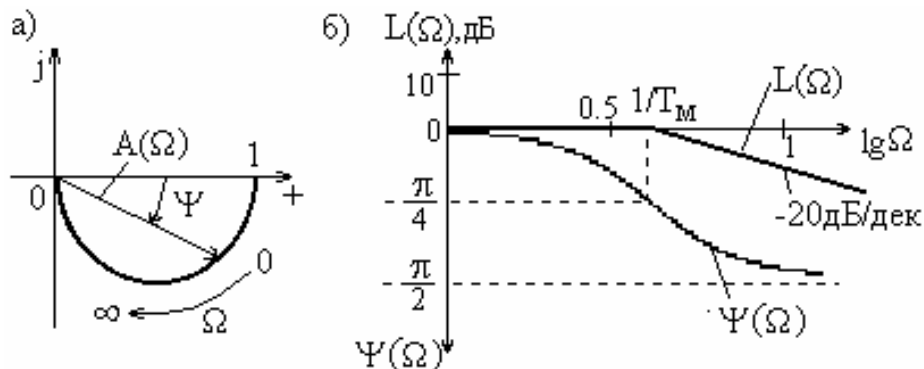


Рис. 10.8. Частотные характеристики электропривода:
а) АФХ, б) ЛАЧХ и ФЧХ

10.2. Примеры расчетов к разделу 3

Пример 6

Определить среднее значение выпрямленного тока I_d , действующие значения токов во вторичной и первичной обмотках трансформатора в схеме рис. 10.9, а, если $k_{тр} = 1$, $U_1 = 220$ В, $R_d = 10$ Ом. Потери в трансформаторе и токами намагничивания пренебречь; вентиль B считать идеальным.

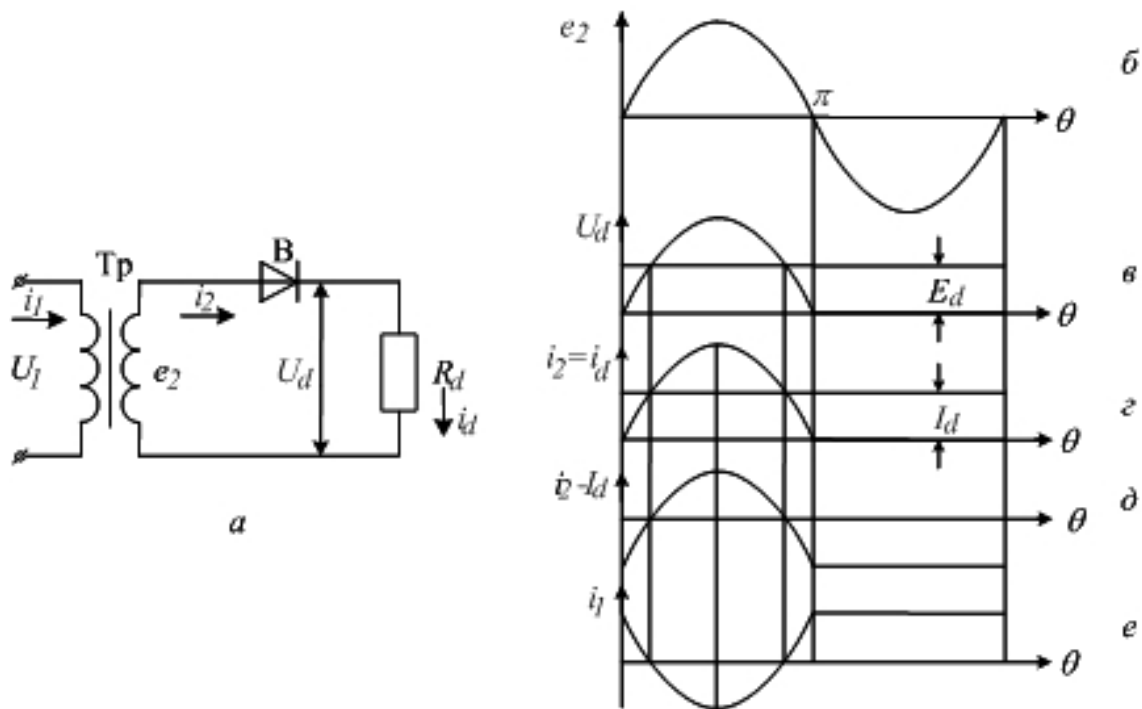


Рис. 10.9. Однофазная схема выпрямления и диаграммы, поясняющие ее работу

Решение

ЭДС вторичной обмотки трансформатора изображена на рис. 10.9, б, мгновенное значение выпрямленного напряжения U_d изображено на рис. 10.9, в, мгновенное значение выпрямленного тока $i_d = U_d/R_d$ изображено на рис. 10.9, г. Поскольку U_d на интервале $(0 \div \pi)$ представляет собой синусоиду: $U_d|_{0 \div \pi} = \sqrt{2}E_2 \sin \theta$, то i_d на этом же интервале

$$i_d|_{0 \div \pi} = \frac{\sqrt{2}E_2}{R_d} \sin \theta. \text{ На интервале } (\pi \div 2\pi) \text{ обе величины } U_d \text{ и } i_d \text{ равны ну-}$$

лю, т. к. клапан B на этом интервале закрыт. Среднее значение выпрямленного тока на периоде повторяемости 2π определим, как

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_d d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{\sqrt{2}E_2}{R_d} \sin \theta d\theta = \frac{\sqrt{2}E_2}{2\pi R_d} (-\cos \theta) \Big|_0^\pi = \frac{2\sqrt{2}E_2}{2\pi R_d}.$$

Так как $k_{тр} = 1$, то $E_2 = U_1 = 220$ В.

$$\text{Следовательно, } I_d = \frac{2\sqrt{2} \cdot 220}{2\pi \cdot 10} = 9,9 \text{ А.}$$

Так как мгновенное значение тока $i_2 = i_d$, то

$$\begin{aligned} I_d &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_2^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{\sqrt{2}E_2}{R_d} \sin \theta\right)^2 d\theta} = \\ &= \sqrt{\frac{E_2^2}{\pi R_d^2} \int_0^\pi \sin^2 \theta d\theta} = \frac{E_2}{\sqrt{2}R_d} = \frac{220}{10\sqrt{2}} = 15,6 \text{ А.} \end{aligned}$$

Действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d\theta}.$$

Так как мгновенное значение тока i_2 представляет собой в любой момент времени сумму постоянной составляющей и переменной составляющей $i_2 = I_d + \tilde{i}_2$, а в первичную обмотку трансформатора трансформируется только переменная составляющая \tilde{i}_2 , то

$$i_1 w_1 + \tilde{i}_2 w_2 = 0,$$

где w_1 и w_2 — числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора. Так как $\tilde{i}_2 = i_2 - I_d$, то $i_1 = -\frac{w_2}{w_1} \tilde{i}_2 = -\frac{1}{k_{\delta\delta}} (i_2 - I_d)$, где $k_{\delta\delta} = w_1/w_2$ — коэффициент трансформации

$$i_1 = -\frac{1}{k_{\delta\delta}} (i_2 - I_d) = \frac{I_d}{k_{\delta\delta}} \left(1 - \frac{i_2}{I_d}\right) = \frac{I_d}{k_{\delta\delta}} \left(1 - \frac{\sqrt{2}E_2 \sin \theta}{R_d \frac{E_d}{R_d}}\right) = \frac{I_d}{k_{\delta\delta}} (1 - \pi \sin \theta).$$

На интервале $(0 \div \pi)$ эта функция равна: $i_1|_{0 \div \pi} = \frac{I_d}{k_{\delta\delta}} (1 - \pi \sin \theta)$. На

интервале $(\pi \div 2\pi)$ $i_2|_{\pi \div 2\pi} = 0$, следовательно, $i_1|_{\pi \div 2\pi} = I_d / k_{\delta\delta}$.

Поэтому

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{I_d^2}{k_{\delta\delta}^2} (1 - \pi \sin \theta)^2 d\theta + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \frac{I_d^2}{k_{\delta\delta}^2} d\theta} =$$

$$= 1,21 \frac{I_d}{k_{\delta\delta}} = 1,21 \cdot 9,9 = 11,98 \text{ А.}$$

На рис. 10.9, *г* изображены мгновенные значения выпрямленного тока i_d , или, что одно и то же, мгновенное значение тока вторичной обмотки I_d . На рис. 10.9, *д*, представлена переменная составляющая $\tilde{i}_2 = i_2 - I_d$; а на рис. 10.9, *е* — мгновенное значение переменного тока i_1 .

Пример 7

В схеме рис. 10.10, *а* дано: $U_1 = 100 \text{ В}$, $R_d = 10 \text{ Ом}$, $X_a = 1 \text{ Ом}$, $X_d = \infty$, $\alpha = 30^\circ$. Вычислить полный коэффициент мощности.

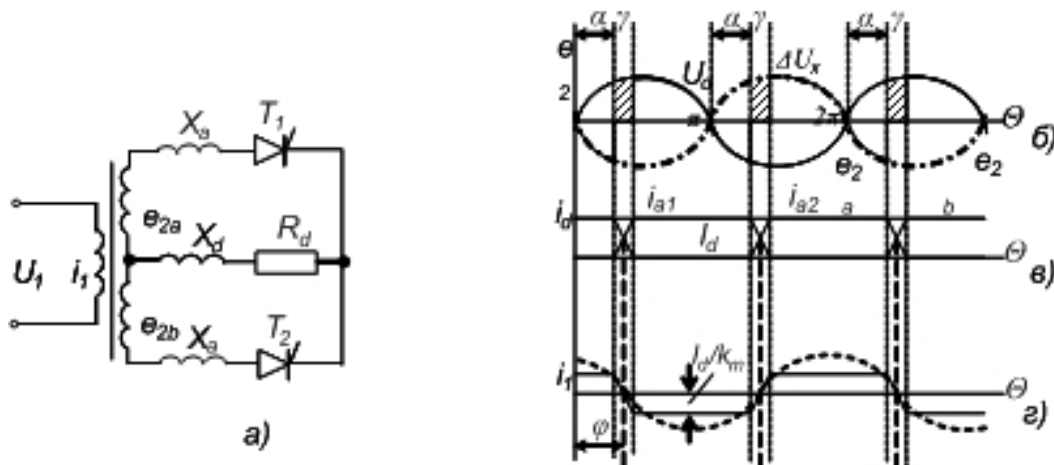


Рис. 10.10. Однофазная схема управляемого двухполупериодного выпрямителя и диаграммы, поясняющие ее работу

Решение

Как известно, полный коэффициент мощности выпрямителя определяется по выражению:

$$\chi = \nu K_n \cos \varphi.$$

Так как рассматриваемая схема относится к однофазным выпрямителям, то в приведенном выражении коэффициент несимметрии $K_n = 1$. Определение двух других составляющих полного коэффициента мощности проведем с помощью диаграмм, поясняющих ее работу (рис. 10.10, *б*, *в*, *г*).

На рис. 10.10, б изображены ЭДС e_{2a} и e_{2b} вторичной обмотки трансформатора и кривая выпрямленного напряжения U_d при угле $\alpha = 30^\circ$. Так как $X_d = \infty$, то выпрямленный ток идеально сглажен (рис. 10.10, в). Ток в первичной обмотке трансформатора имеет вид, показанный на рис. 10.10, в, в предположении, что на коммутационных интервалах γ он изменяется линейно (хотя, как известно, на этих интервалах ток i_1 изменяется по косинусоидальному закону). Первая гармоника этого тока, показанная пунктиром, сдвинута относительно напряжения U_1 на угол $\varphi = \alpha + \gamma/2$.

Чтобы определить угол φ , надо вычислить угол γ ; для нахождения угла γ нужно знать постоянную составляющую тока нагрузки I_d . I_d находим из выражения:

$$I_d R_d = E_{\alpha \max} - \Delta U_x = 0,9 E_2 \cos \alpha - I_d X_d / \pi,$$

где $E_{\alpha \max} = \frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi} \cos \alpha = 0,9 E_2 \cos \alpha$ — накопленное значение выпря-

мленного напряжения при угле управления α ; 0,9 — коэффициент схемы выпрямления; $\Delta U_x = I_d X_d / \pi$ — коммутационное падение напряжения.

Находим I_d :

$$I_d (R_d + X_d / \pi) = 0,9 E_2 \cos \alpha;$$

$$I_d = \frac{0,9 E_2 \cos \alpha}{R_d + \frac{X_d}{\pi}} = \frac{0,9 \cdot 100 \cos 30^\circ}{10 + \frac{1}{3,14}} = 7,553 \text{ А.}$$

Теперь находим угол γ :

$$\gamma = \arccos \left(\cos \alpha - \frac{I_d X_d}{\sqrt{2} E_2} \right) - \alpha =$$

$$= \arccos \left(\cos 30^\circ - \frac{7,553 \cdot 1}{\sqrt{2} \cdot 100} \right) - 30^\circ = 6^\circ = 0,104 \text{ рад.}$$

Следовательно,

$$\cos \varphi = \cos (\alpha + \gamma/2) = \cos (30 + 6/2) = 0,8386.$$

Коэффициент искажения v находится следующим образом:

$$v = \frac{I_{1(1)}}{I_1},$$

где $I_{1(1)}$ — действующее значение первой гармоники первичного тока; I_1 — действующее значение первичного тока.

Действующее значение первичного тока находим из выражения:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d\Theta} = \sqrt{\frac{4}{2\pi} \int_0^{\gamma/2} \left(\frac{2I_d \Theta}{k_{\delta\delta} \gamma} \right)^2 d\Theta + \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi-\gamma} \left(\frac{I_d}{k_{\delta\delta}} \right)^2 d\Theta},$$

где первичное слагаемое под корнем представляет собой ту составляющую действующего значения тока, которая определяется фронтами нарастания и спада первичного тока на интервалах коммутации при допущении линейности его функции. Таких фронтов, как видно из рис. 10.10, *в* – четыре на протяжении всего периода. Второе слагаемое под корнем представляет собой другую составляющую, определяемую значением первичного тока на внекоммутационных интервалах, равным $I_d/k_{\text{тр}}$, где $k_{\text{тр}} = U_1/E_2 = 220/100 = 2,2$ – коэффициент трансформации силового трансформатора.

Таких внекоммутационных интервалов, как видно из рис. 10.10, *в* – два. Вычисляя подкоренное выражение, получим:

$$I_1 = \frac{I_d}{k_{\delta\delta}} \sqrt{\frac{\gamma}{3\pi} + \frac{\pi - \gamma}{\pi}} = \frac{7,553}{2,2} \sqrt{\frac{0,104}{3\pi} + \frac{\pi - 0,104}{\pi}} = 3,395 \text{ А.}$$

Для определения действующего значения первой гармоники первичного тока разложим функцию i_1 (рис. 10.10, *в*) в ряд Фурье. Это разложение имеет вид:

$$i_1(\Theta) = \frac{UI_d}{k_{\delta\delta}(\gamma/2)\pi} \left(\sin \frac{\gamma}{2} \sin \Theta + \frac{1}{9} \sin \frac{3\gamma}{2} \sin 3\Theta + \dots \right).$$

Первая гармоника этого тока:

$$i_{1(1)} = \frac{8I_d \sin \frac{\gamma}{2}}{k_{\delta\delta} \gamma \pi} \sin \Theta.$$

Амплитуда первой гармоники:

$$I_{1(1)m} = \frac{8I_d \sin \frac{\gamma}{2}}{k_{\delta\delta} \gamma \pi} = \frac{8 \cdot 7,553 \sin 0,052}{2,2 \cdot 0,104 \pi} = 4,399 \text{ А.}$$

Действующее значение первой гармоники:

$$I_{1(1)} = \frac{I_{1(1)\max}}{\sqrt{2}} = \frac{4,399}{\sqrt{2}} = 3,11 \text{ А.}$$

Следовательно, коэффициент искажения:

$$\nu = \frac{I_{1(1)}}{I_1} = \frac{3,11}{3,395} = 0,916,$$

а полный коэффициент мощности:

$$\chi = \nu \cos \varphi = 0,916 \cdot 0,8386 = 0,768.$$

Пример 8

В схеме рис 10.11, *a* известно: напряжение сети переменного тока $U_1 = 380$ В; мощность, потребляемая от источника постоянного тока $P_{\text{ист}} = 10$ кВт; внутреннее сопротивление источника постоянного тока $r_{\text{вн}} = 0,5$ Ом, коэффициент полезного действия преобразователя $\eta = 0,9$; индуктивное сопротивление рассеяния обмоток силового трансформатора $X_a = 1$ Ом; ток, потребляемый от источника постоянного тока $I_d = 60$ А; угол коммутации $\gamma = 20^\circ$, $X_d = \infty$.

Определить составляющие полной мощности S : P_a , $Q_{\text{п}}$, T .

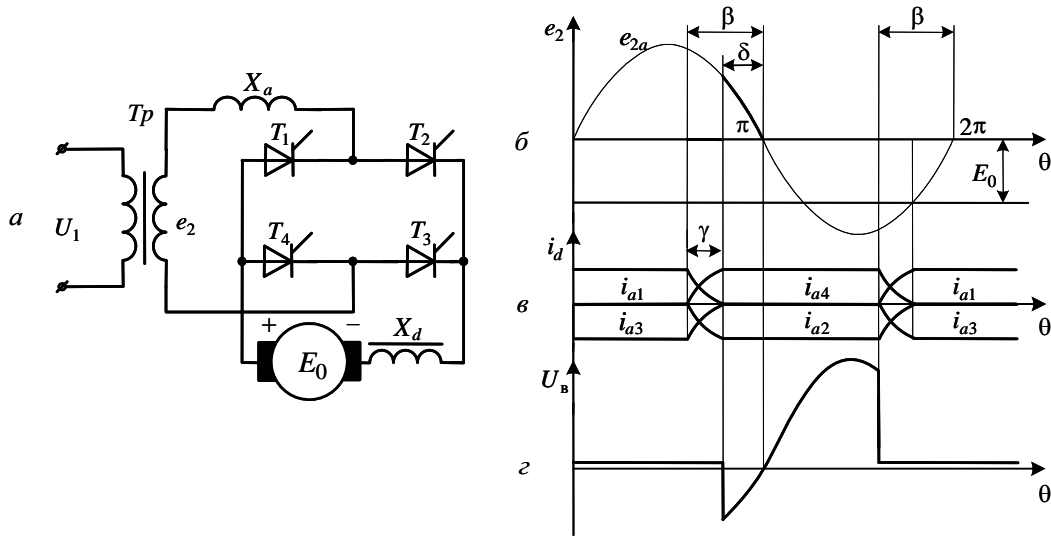


Рис. 10.11. Однофазная мостовая схема зависимого инвертора и диаграммы, поясняющие ее работу

Решение

Диаграммы на рис. 10.11, *б–г* иллюстрируют работу зависимого инвертора по схеме рис. 10.11, *а*. Поскольку в схеме рис. 10.11 учитываются индуктивные сопротивления рассеяния обмоток силового трансформатора X_a , то в диаграмме на рис. 10.11, *в* появились интервалы коммутации γ , в течение которых ток вентиля, выходящий из работы, постоянно снижается от величины $I_d = 60$ А до 0, а ток вентиля, вступающих в работу, возрастает от 0 до величины $I_d = 60$ А. Как известно из теории зависимых инверторов, это изменение происходит по косинусоидальному закону, однако, с целью упрощения расчётов воспользуемся общепринятыми допущениями, не приводящими к существенным погрешностям, а именно: будем считать, что токи на участках коммутации изменяются линейно.

Амплитуда тока во вторичной обмотке силового трансформатора T_p отличается в $K_{тр}$ раз амплитуды тока в первичной обмотке, а изменение этих токов происходит в противофазе, так как намагничивающая сила первичного тока в любой момент времени должна компенсировать намагничивающую силу вторичной обмотки.

Мощность $P_{ист}$, потребляемая от источника постоянного тока:

$$P_{\text{енд}} = U_{\text{енд}} I_d,$$

где $U_{ист} = E_0 - I_d r_{\text{вн}}$ — напряжение источника.

Находим $U_{ист}$:

$$U_{\text{енд}} = \frac{P_{\text{енд}}}{I_d} = \frac{10000}{60} = 166,66 \text{ В.}$$

ЭДС источника

$$E_0 = I_d r_{\text{аі}} + U_{\text{енд}} = 60 \cdot 0,5 + 166,66 = 19,66 \text{ В.}$$

Мощность источника $P_{ист}$ преобразуется с КПД $\eta = 0,9$, причем эта мощность представляет собой активную мощность:

$$P_a = U_{\text{енд}} \eta = 10000 \cdot 0,9 = 9000 \text{ Вт.}$$

Во время работы инвертора напряжение постоянного тока уравнивается противоЭДС инвертора $E_{d\beta}$:

$$E_{d\beta} = U_{\text{енд}}.$$

В режиме непрерывного тока (так как $X_d = \infty$) $E_{d\beta}$ определяется из выражения:

$$E_{d\beta} = k_{\text{нб}} E_2 \cos \beta + \frac{I_d X_a}{(2\pi / m)},$$

где $k_{\text{сх}}$ — коэффициент схемы преобразователя (в нашем случае $k_{\text{сх}} = 0,9$) E_2 — действующее значение ЭДС на вторичной обмотке трансформатора; β — угол опережения; X_a — индуктивное сопротивление рассеяния обмоток силового трансформатора; m — пульсность преобразователя.

Подставляя в выражение для противоЭДС инвертора $E_{d\beta}$ известные величины, получаем:

$$0,9 E_2 \cos \beta + \frac{60 \cdot 1}{\pi} = 166,66.$$

В этом уравнении две неизвестных величины E_2 и β .

Для определения этих величин необходимо второе уравнение с этими же неизвестными. В качестве второго уравнения возьмем выражение для определения угла коммутации γ :

$$\gamma = \beta - \arccos \left(\frac{I_d X_a}{\sqrt{2} E_2} + \cos \beta \right).$$

Подставляя в выражение для определения угла коммутации γ известные величины, получаем:

$$20 = \beta - \arccos \left(\frac{60 \cdot 1}{\sqrt{2} E_2} + \cos \beta \right).$$

Находим: $E_2 = 180,56$ В; $\beta = 24,77^\circ$.

При $\gamma = 20^\circ$ угол запаса δ составляет $\delta = \beta - \gamma = 24,77^\circ - 20^\circ = 4,77^\circ$.

Проверим устойчивость работы инвертора:

$$\delta_{\min} \leq \omega t_{\text{вост}} \leq \delta,$$

где $\omega = 2\pi f$ — круговая частота; $t_{\text{вост}}$ — время восстановления управляющих свойств тиристорov; $t_{\text{вост}}$ принимаем из самых наихудших условий: $t_{\text{вост}} = 250 \cdot 10^{-6}$.

При $a = 50$ Гц, получаем:

$$\delta_{\min} \leq \omega t_{\text{вост}} \leq \delta,$$

то есть условие устойчивости работы инвертора выполняется.

Находим составляющие полной мощности.

Активная мощность инвертора

$$P_a = U_{\text{н}} \eta = 10000 \cdot 0,9 = 9000 \text{ Вт}.$$

Реактивная мощность инвертора

$$Q_i = P_a \cdot \operatorname{tg} \varphi_1,$$

где $\varphi_1 = (\pi - \beta) + \gamma/2$ — угол сдвига по фазе между напряжениями сети переменного тока и первой гармоникой первого тока силового трансформатора

$$\varphi_1 = (180 - 24,77) + \frac{20}{2} = 165,23^\circ.$$

Зная φ_1 , находим Q_i :

$$Q_i = P_a \operatorname{tg} 165,23 = 2372,86 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

Мощность искажения T найдем через коэффициент искажения v :

$$v = \frac{I_{1(1)}}{I_1},$$

где $I_{1(1)}$ — действующее значение первой гармоники первичного тока силового трансформатора; I_1 — действующее значение первичного тока.

Как известно из теории зависимых инверторов,

$$T = \sqrt{P_a^2 + Q_i^2} \operatorname{tg} \tau,$$

где $\tau = \arccos v$.

I_1 находим из известного выражения

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (i_i^2) d\theta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{I_d}{K_{\delta\delta}} \right)^2 d\theta} = \frac{I_d}{K_{\delta\delta}} = 112,7 \text{ А},$$

где i_1 определяем как

$$I_1 = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\pi-\beta}^{2\pi-\beta} \left(\frac{I_d}{K_{\delta\delta}} \right)^2 d\theta + \frac{2}{2\pi} \int_0^\gamma \left(\frac{2I_d\theta}{K_{\delta\delta}\gamma} \right)^2 d\theta}.$$

В приведенном выражении первое слагаемое под корнем представляет собой интеграл от мгновенного значения тока i_1 на интервалах $[-\delta \div (\pi - \beta)]$ и $[(\pi - \beta) \div (2\pi - \beta)]$, где $i_1 = I_d/K_{\text{тр}}$; второе слагаемое представляет собой интеграл тока i_1 на интервалах коммутации. Подынтегральное выражение в этом слагаемом определяется точно так же, как при определении закона изменения тока i_1 на участках коммутации в управляемых выпрямителях.

Коэффициент трансформации силового трансформатора $K_{\text{тр}}$ определяем из выражения:

$$K_{\delta\delta} = \frac{U_1}{E_1} = \frac{380}{180,56} = 2,1;$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\pi-\delta}^{2\pi-\beta} \left(\frac{60}{2,1} \right)^2 d\theta + \frac{1}{\pi} \int_0^\gamma \left(\frac{2 \cdot 60 \cdot \theta}{2,1 \cdot 0,348} \right)^2 d\theta} = 29,06 \text{ А}.$$

Действующее значение первой гармоники тока найдем из разложения функции i_1 в ряд Фурье:

$$I_{1(1)} = \frac{I_{1(1)m}}{\sqrt{2}},$$

где $I_{1(1)m}$ — амплитудное значение первой гармоники первичного тока.

$$i_{1(1)} = \frac{UI_d}{\pi} \sin \theta;$$

$$I_{1(1)} = \frac{I_{1(1)m}}{\sqrt{2}} = \frac{36,39}{\sqrt{2}} = 25,81 \text{ А}.$$

Находим коэффициент искажения v :

$$\nu = \frac{I_{(1)}}{I_1} = \frac{101,46}{112,7} = 0,9.$$

Находим τ :

$$\tau = \arccos \nu = 27,35^\circ = 0,477 \text{ рад.}$$

Находим T :

$$T = \sqrt{P_a^2 + Q_n^2} \operatorname{tg} \tau = \sqrt{9000^2 + 2372,86^2} \cdot 0,517 = 7812 \text{ Вт.}$$

10.3. Примеры расчетов к разделу 4

Пример 9

Построить естественные статические электромеханическую $\omega = f(I_{\text{я}})$ и механическую $\omega = f(M)$ характеристики в абсолютных и относительных единицах для двигателя постоянного тока независимого возбуждения типа Д 21 с паспортными данными: $P_{\text{н}} = 4,5 \text{ кВт}$, $U_{\text{н}} = 220 \text{ В}$, $I_{\text{я,н}} = 26 \text{ А}$, $n_{\text{н}} = 1000 \text{ об/мин}$, $M_{\text{max}} = 128 \text{ Н}\cdot\text{м}$.

Решение

Скорость идеального холостого хода ω_0 определяется из выражения:

$$\omega_0 = \frac{U_{\text{и}}}{k\Phi_{\text{и}}},$$

где k — конструктивный коэффициент, определяемый конструктивными параметрами двигателя; $\Phi_{\text{н}}$ — номинальный поток двигателя, Вб.

Так как в рассматриваемом примере конструктивные параметры двигателя не заданы, поэтому определяем сразу произведение $k\Phi_{\text{н}}$:

$$\tilde{N} = k\hat{\Phi}_{\text{и}} = \frac{U_{\text{и}} - I_{\text{я}} R_{\text{я}}}{\omega_{\text{и}}} = \frac{220 - 26 \cdot 0,9}{104,7} = 1,88 \text{ В}\cdot\text{с}.$$

Сопротивление якоря двигателя приближенно можно вычислить по формуле:

$$R_{\text{я}} = 0,5 \left(1 - \frac{E_{\text{и}} 10^3}{U_{\text{и}} I_{\text{я}}} \right) \frac{U_{\text{и}}}{I_{\text{я}}} = 0,5 \left(1 - \frac{4,5 \cdot 10^3}{220 \cdot 26} \right) \frac{220}{26} = 0,9 \text{ Ом}.$$

Здесь в $R_{\text{я}}$ учтены сопротивления собственно обмотки якоря, дополнительных полюсов и компенсационной обмотки, щеточных контактов.

Номинальная угловая скорость определена как

$$\omega_i = \frac{\pi n_i}{30} = \frac{3,14 \cdot 1000}{30} = 104,7 \text{ с}^{-1}.$$

Скорость идеального холостого хода:

$$\omega_0 = \frac{220}{1,88} = 117 \text{ с}^{-1}.$$

Номинальный электромагнитный момент равен:

$$M_i = \hat{e} \hat{\Omega}_i I_i = 1,88 \cdot 26 = 48,88 \text{ Ё Ё}.$$

На рис. 10.12 приведены естественные электромеханическая (прямая 1) и механическая (прямая 2) характеристики двигателя.

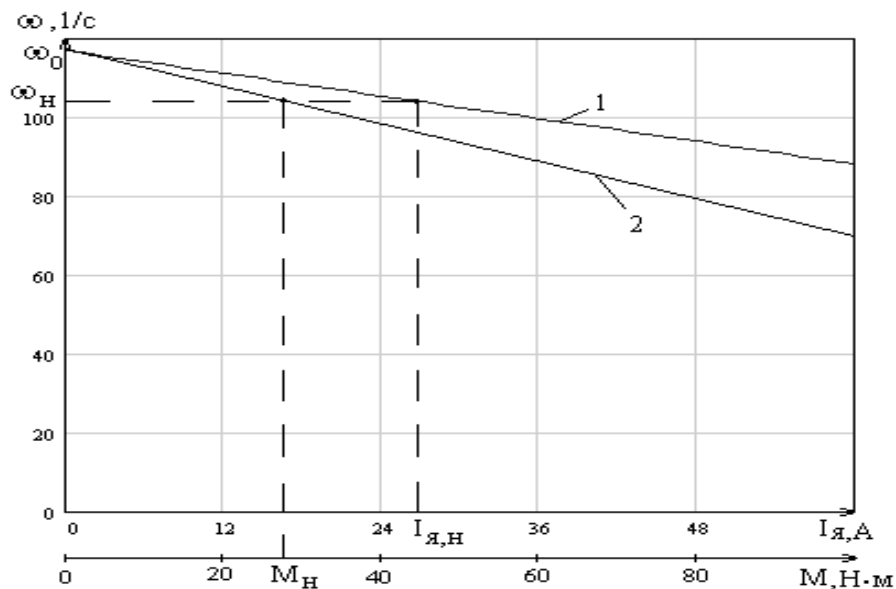


Рис. 10.12. Естественные характеристики двигателя

Для построения характеристик двигателя в относительных единицах, представим естественную электромеханическую и механическую характеристики и в следующем виде:

$$\omega^* = 1 - R_y^* I_y^*;$$

$$\omega^* = 1 - R_y^* M^*,$$

где $\omega^* = \omega/\omega_{0,H}$, $R_y^* = R_y/R_H$, $I_y^* = I_y/I_{y,H}$ и $M^* = M/M_H$ — соответственно скорость, сопротивление якоря, ток якоря и электромагнитный момент двигателя в относительных единицах.

Номинальный перепад скорости $\Delta\omega_n^*$ в относительных единицах при $I_y^* = M^* = 1$ равен сопротивлению якоря в относительных единицах (R_y^*): $\Delta\omega_n^* = R_y^*$. Это обстоятельство значительно упрощает процесс расчета сопротивлений в цепях двигателя графическим способом.

Сопротивление якоря двигателя в относительных единицах:

$$R_{\dot{y}}^* = \frac{R_{\dot{y}}}{R_{\dot{y}}} = \frac{R_{\dot{y}}}{\left(\frac{U_{\dot{y}}}{I_{\dot{y},\dot{y}}} \right)} = \frac{0,9}{220/26} = 0,106.$$

В относительных единицах электромеханическая характеристика совпадает с механической характеристикой (рис. 10.13).

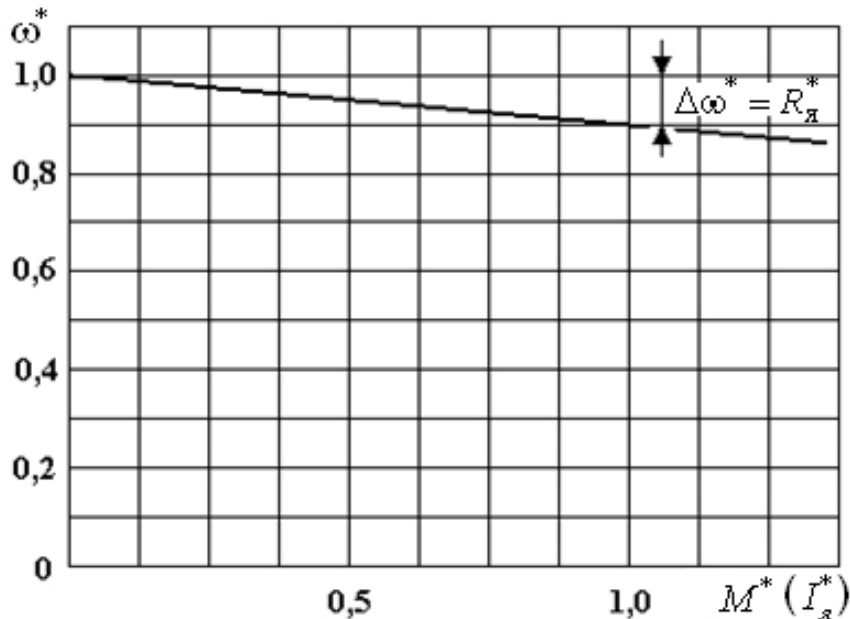


Рис. 10.13. Естественная электромеханическая и механическая характеристика двигателя в относительных единицах

Пример 10

Для двигателя, рассмотренного в примере 9, рассчитать сопротивления секций пускового реостата аналитическим и графическим способом. Условия пуска: число пусковых ступеней $m = 3$; пусковой ток $I_{\text{п}} = 2,5I_{\text{н}}$; статический момент $M_{\text{с}} = 0,8M_{\text{н}}$.

Решение

Введем обозначения: $I_1 = I_{\text{п}}$ — пусковой ток допустимый по условиям коммутации; I_2 — ток переключения. Для обеспечения режима нормального пуска двигателя необходимо, чтобы выполнялось условие:

$$I_2 \geq (1,1 - 1,6)I_{\text{с}},$$

где $I_{\text{с}} = M_{\text{с}}/c = (0,8 \cdot 48,88)/1,88 = 20,8 \text{ А}$ — статический ток или ток якоря, соответствующий статическому моменту $M_{\text{с}}$.

При заданном числе ступеней пуска (m) кратность токов переключений при пуске $\lambda = I_1/I_2$ определяется, как

$$\lambda = \sqrt[m]{\frac{R_{\Sigma}}{R_1}} = \sqrt[3]{\frac{220 / 2,5 \cdot 26}{0,9}} = 1,555,$$

где $R_{\Sigma} = U_n/I_1$ – суммарное сопротивление якорной цепи двигателя при пуске, включая $R_{я}$.

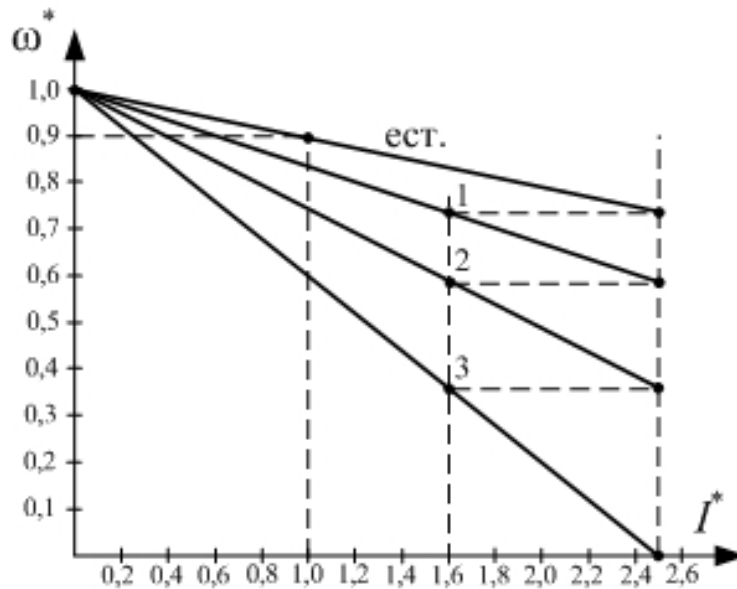


Рис. 10.14. Пусковые характеристики двигателя постоянного тока с независимым возбуждением в относительных единицах

Ток переключения при этом составит: $I_2 = I_1/\lambda = 41,8 > I_c$.

Вычисляем сопротивления секций пускового реостата:

$$R_1 = R_y(\lambda - 1) = 0,9(1,555 - 1) = 0,5 \hat{\Pi};$$

$$R_2 = R_y\lambda(\lambda - 1) = R_1\lambda = 0,78 \hat{\Pi};$$

$$R_3 = R_y\lambda^2(\lambda - 1) = R_2\lambda = 1,21 \hat{\Pi}.$$

Для расчета сопротивлений графическим способом построим пусковые характеристики в относительных единицах: $I_1^* = 2,5$; $I_2^* = I_1/I_{ян} = 1,61$ (рис. 10.14).

Из рис. 10.14 при $I^* = 1$ определяем: $R_1^* = 0,059$; $R_2^* = 0,092$; $R_3^* = 0,143$. Умножив найденные значения относительных сопротивлений на $R_n = 220/26 = 8,46$ Ом, получим искомые сопротивления: $R_1 = 0,499$ Ом; $R_2 = 0,788$ Ом; $R_3 = 1,209$ Ом.

Незначительные расхождения с данными аналитического расчета можно отнести к некоторым погрешностям графического построения.

Пример 11

Двигатель независимого возбуждения (рассмотренный в примере 9) переключается с естественной характеристики при $M_c = 0,8 M_n$ в режим противовключения изменением полярности напряжения на якоре (рис. 10.15). Найти величину дополнительного сопротивления, которое необходимо ввести в цепь якоря для ограничения начального тормозного момента до значения $M_{\text{т.нач}} = 2,5 M_n$. Построить соответствующую механическую характеристику режима противовключения и сделать заключение о возможности самопроизвольного реверса двигателя при реактивном M_c . Если возможен самопроизвольный реверс, то до какой скорости разгонится двигатель?

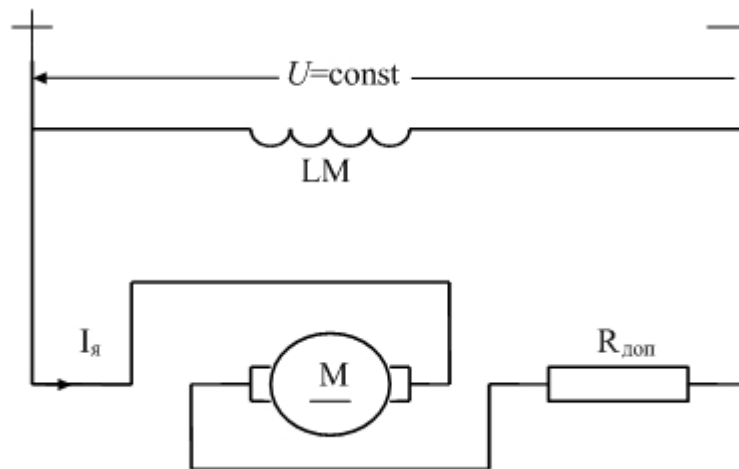


Рис. 10.15. Схема переключения двигателя в режим противовключения

Решение

Величина скорости, с которой двигатель переводится в режим противовключения:

$$\omega_{\text{ia}} = \omega_0 - \frac{M_n}{\beta_a} = 117 - 0,8 \cdot \frac{48,88}{3,93} = 107,5 \text{ c}^{-1},$$

где $\beta_e = (\kappa \Phi_n)^2 / R_a = 1,88^2 / 0,9 = 3,93 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}$ — модуль жесткости естественной механической характеристики.

Величина дополнительного сопротивления может быть вычислена по формуле:

$$R_{\text{aи}} = \frac{(\omega_0 + \omega_{\text{ia}})(\hat{e}\hat{O}_i)^2}{M_{\text{д,ia}}} - R_y = \frac{(117 + 107,5) \cdot 1,88^2}{2,5 \cdot 48,88} - 0,9 = 5,58 \text{ Ом}.$$

На рис. 10.16 построены естественная характеристика и характеристика режима противовключения. Отсюда видно, что механическая

характеристика 2 пересекает ось абсцисс в точке, в которой момент двигателя имеет значение:

$$M_{\partial,0} = \frac{(\hat{e}\hat{O}_i)^2 \omega_0}{R_y + R_{\text{аи}}} = 63,8 \text{ Н} \cdot \text{м} > \dot{I}_{\cdot \text{н}}$$

Следовательно, двигатель может самопроизвольно реверсироваться и разогнаться до скорости:

$$\omega_{\text{н}} = -\omega_0 - \frac{M_{\text{н}}}{\beta_{\text{еи}}} = -117 - \frac{-39,1}{0,545} = -45,3 \text{ н}^{-1},$$

где $\beta_{\text{еи}} = \frac{(\hat{e}\hat{O}_i)^2}{(R_y + R_{\text{аи}})} = 0,545, \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}$ — модуль жесткости искусственной механической характеристики.

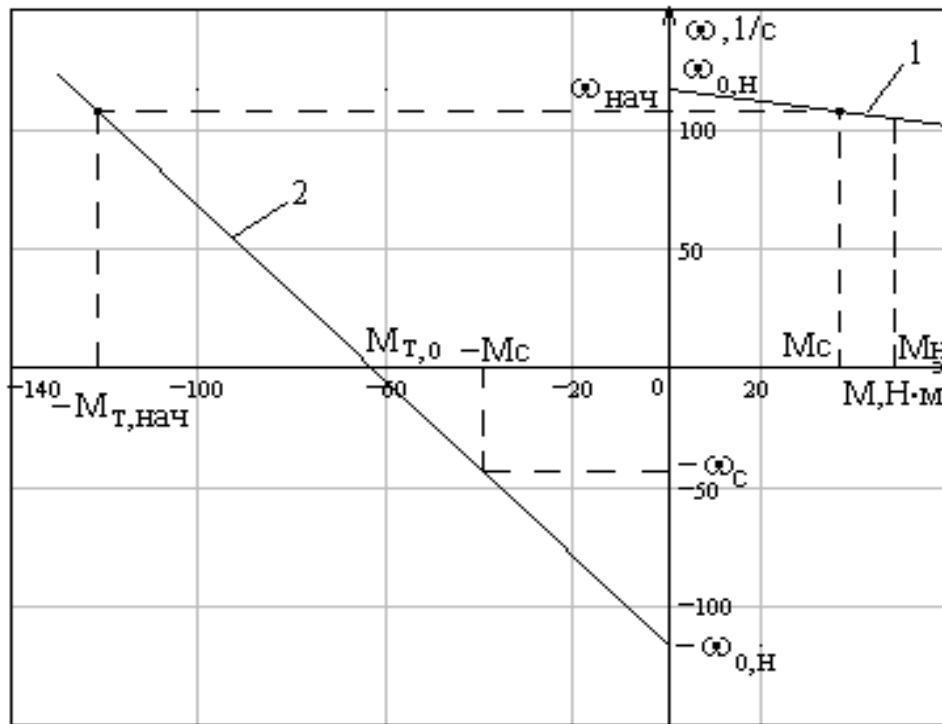


Рис. 10.16. Естественная характеристика (прямая 1) и характеристика противовключения (прямая 2)

Пример 12

Двигатель (рассмотренный в примере 9) переключается с естественной механической характеристики при $M_c = 0,5M_n$ в режим динамического торможения с независимым возбуждением. Найти величину тормозного сопротивления (R_r), на которое подключается обмотка яко-

ря для ограничения начального тормозного момента до значения $M_{т.нач} = 2,2M_n$. Что произойдет с двигателем после его торможения до $\omega = 0$, если M_c – активный?

Решение

Величина тормозного сопротивления может быть вычислена как

$$R_{\dot{\omega}} = \frac{(\hat{e}\hat{O}_i)^2 \omega_{\dot{\omega}}}{M_{\dot{\omega}, \dot{\omega}}} - R_{\dot{\gamma}} = \frac{1,88^2 \cdot 110,8}{2,2 \cdot 48,88} - 0,9 = 2,74 \text{ } \hat{n},$$

где $\omega_{нач} = \omega_0 - M_c/\beta_c = 117 - (0,5 \cdot 48,88)/3,93 = 110,8 \text{ с}^{-1}$ – начальное значение скорости, с которой двигатель переключается в режим торможения.

При наличии активного статического момента на валу двигателя, последний после торможения разгонится в обратном направлении до скорости ω_c (рис. 10.17):

$$\omega_{\tilde{n}} = -\frac{R_{\dot{\gamma}} + R_{\dot{\omega}}}{(\hat{e}\hat{O}_i)^2} \dot{I}_{\tilde{n}} = -\frac{0,9 + 2,74}{1,88^2} \cdot 24,44 = -25,17 \text{ } \tilde{n}^{-1}.$$

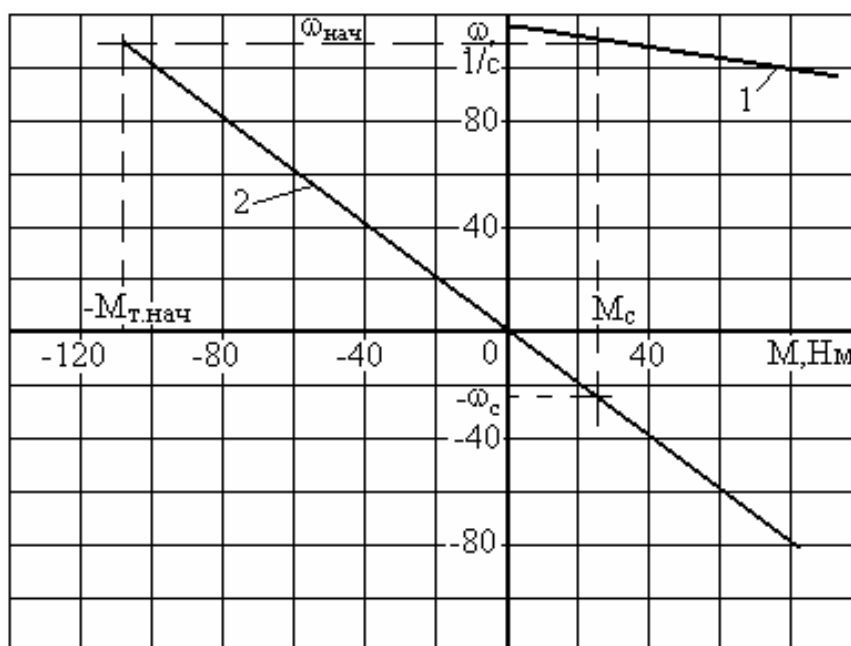


Рис. 10.17. Механические характеристики двигателя:
1 – естественная характеристика; 2 – характеристика режима динамического торможения с независимым возбуждением

Пример 13

Рассчитать искусственные механические характеристики двигателя с независимым возбуждением, соответствующие изменению: а) магнитного потока двигателя $\Phi' = 0,5\Phi_n$; б) напряжения на якоре $U_a = 0,4U_n$; в) сопротивления якорной цепи $R_{a\Sigma} = 0,65R_n$.

Номинальные данные двигателя: $P_n = 32$ кВт; $U_n = 220$ В; $n_n = 980$ об/мин; $I_{a,n} = 165$ А; полное сопротивление якорной цепи при нагретой машине $R_a = 0,07$ Ом.

Решение

Коэффициент ЭДС двигателя при номинальном потоке:

$$\tilde{N} = \hat{e}\hat{\Omega}_i = \frac{U_i - I_i R_y}{\omega_i} = \frac{220 - 165 \cdot 0,07}{102,6} = 2,03 \text{ В} \cdot \text{с}.$$

Здесь

$$\omega_i = \frac{\pi \cdot n_i}{30} = \frac{3,14 \cdot 980}{30} = 102,6 \text{ с}^{-1}.$$

Скорость идеального холостого хода при номинальном потоке двигателя:

$$\omega_0 = \frac{U_i}{\tilde{N}} = \frac{220}{2,03} = 108,4 \text{ с}^{-1}.$$

Модуль жесткости естественной механической характеристики:

$$\beta_e = \frac{\tilde{N}^2}{R_y} = \frac{2,03^2}{0,07} = 58,9 \text{ В} \cdot \text{с}^2.$$

Уравнение естественной механической характеристики:

$$M = \beta_e (\omega_0 - \omega) = 58,9(108,4 - \omega).$$

Номинальный электромагнитный момент двигателя:

$$M_i = \hat{e}\hat{\Omega}_i I_i = 2,03 \cdot 165 = 335 \text{ Н} \cdot \text{с}.$$

Естественная механическая характеристика имеет вид (рис. 10.21, прямая 1).

Коэффициент ЭДС при ослабленном магнитном потоке:

$$\tilde{N}' = \hat{e}\hat{\Omega}' = 0,5 \cdot \tilde{N} = 0,5 \cdot 2,03 = 1,015 \text{ В} \cdot \text{с}.$$

Скорость идеального холостого хода при ослабленном магнитном потоке:

$$\omega'_0 = \frac{U_i}{\hat{e}\hat{\Omega}'} = \frac{220}{1,015} = 216,7 \text{ с}^{-1}.$$

Модуль жесткости механической характеристики при ослабленном поле:

$$\beta' = \frac{(\tilde{N}')^2}{R_{\dot{y}}} = \frac{1,015^2}{0,07} = 14,7 \text{ Ё ñ}.$$

Уравнение механической характеристики при ослабленном поле $\Phi' = 0,5\Phi_n$:

$$M = \beta'(\omega_0' - \omega) = 14,7(216,7 - \omega).$$

Механическая характеристика при ослабленном поле имеет вид (рис. 10.18, прямая 2).

Скорость идеального холостого хода при пониженном напряжении питания $U_{\text{я}} = 0,4U_n$:

$$\omega_0'' = 0,4 \cdot \frac{U_{\text{г}}}{\tilde{N}} = 0,4 \frac{220}{2,03} = 43,35 \text{ ñ}^{-1}.$$

Уравнение механической характеристики при $U_{\text{я}} = 0,4U_n$

$$M = \beta_e(\omega_0'' - \omega) = 58,9(43,35 - \omega).$$

Соответствующая характеристика представлена на рис. 10.18 (прямая 3).

Номинальное сопротивление двигателя:

$$R_{\text{г}} = \frac{U_{\text{г}}}{I_{\text{г}}} = \frac{220}{165} = 1,33 \text{ Ё}.$$

Заданное суммарное сопротивление якорной цепи для расчета реостатной характеристики:

$$R_{\dot{y}\Sigma} = 0,65R_{\text{г}} = 0,65 \cdot 1,33 = 0,86 \text{ Ё}.$$

Модуль жесткости реостатной механической характеристики:

$$\beta'' = \frac{\tilde{N}^2}{R_{\dot{y}\Sigma}} = \frac{2,03^2}{0,86} = 4,8 \text{ Ё ñ}.$$

Уравнение реостатной механической характеристики:

$$M = \beta''(\omega_{0,\text{г}} - \omega) = 4,8(108,4 - \omega).$$

Для построения этой характеристики определим момент короткого замыкания:

$$M_{\text{ёз}} = \beta''\omega_{0,\text{г}} = 4,8 \cdot 108,4 = 520,3 \text{ Ё ñ}.$$

Реостатная механическая характеристика, соответствующая $R_{\text{я}\Sigma} = 0,65R_n$, имеет вид (рис. 10.18, прямая 4).

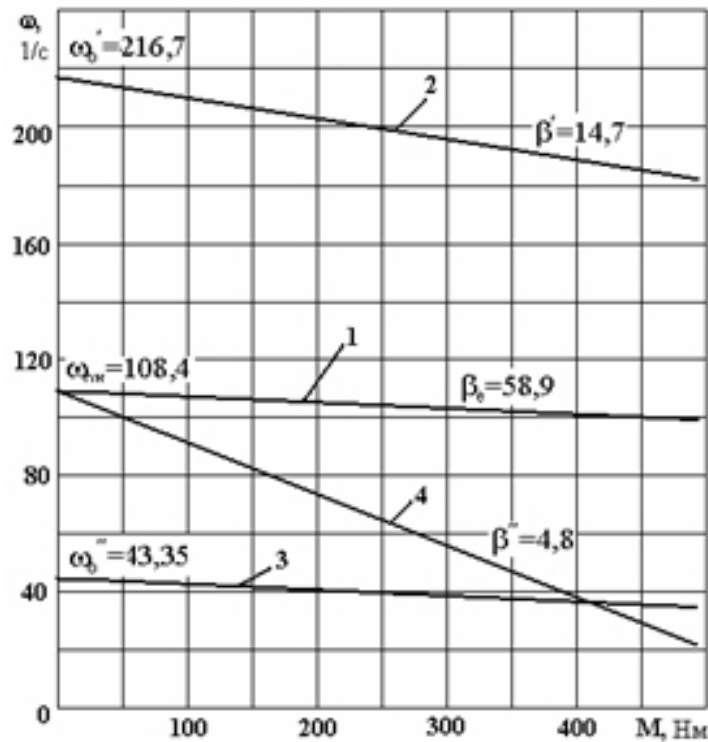


Рис. 10.18. Механические характеристики двигателя:
1 – естественная; 2 – искусственная при $\Phi' = 0,5\Phi_n$; 3 – искусственная
при $U = 0,4U_n$; 4 – искусственная при $R_{я\Sigma} = 0,65R_n$

Пример 14

Рассчитать механическую характеристику двигателя с независимым возбуждением в режиме динамического торможения с самовозбуждением, обеспечивающего при $\omega_{нач} = \omega_n$ начальный тормозной момент $M_{т.нач} = 2M_n$. Определить величину критической скорости, при которой пропадает тормозной эффект. Схема переключения двигателя в

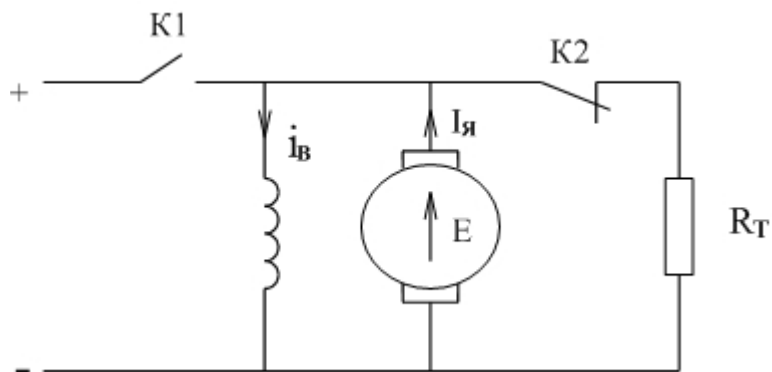


Рис. 10.19. Схема режима динамического торможения двигателя с самовозбуждением

режиме динамического торможения с самовозбуждением показана на рис. 10.19. При размыкании контакта K1, замыкается контакт K2 и якорь вместе с обмоткой возбуждения подключаются к сопротивлению R_t .

Данные двигателя: $P_n = 12$ кВт; $U_n = 220$ В; $n_n = 790$ об/мин; $I_{я,н} = 65$ А; $\Phi_n = 13,2 \cdot 10^{-3}$ Вб; $i_{в,н} = 1,9$ А; $R_y = 0,4$ Ом; $R_b = 115$ Ом (сопротивления обмотки якоря и обмотки возбуждения в нагретом состоянии).

Решение

Известно, что при заданном сопротивлении цепи возбуждения машина может возбудиться лишь при некотором критическом значении скорости ($\omega_{кр}$). При этом вольтамперная характеристика цепи возбуждения должна пересекать характеристику холостого хода, т. е. должно выполняться условие: $E > i_b(R_b + R_y)$. Для расчета механических характеристик в режиме динамического торможения с самовозбуждением необходимо иметь в распоряжении кривую намагничивания и данные о сопротивлении обмотки возбуждения. Так как при неизменном токе возбуждения ЭДС пропорциональна скорости, то кривую намагничивания можно перестроить для ряда значений скорости. Точки пересечения вольтамперной характеристики $i_b R_b = f(i_b)$ с кривыми намагничивания определяют токи возбуждения при соответствующей скорости.

На рис. 10.20 построены кривые намагничивания для ряда значений скорости и там же нанесена линия, характеризующая зависимость $i_b R_b = f(i_b)$.

Коэффициент ЭДС при номинальном потоке двигателя:

$$\tilde{N} = \hat{e} \hat{O}_i = \frac{U_i - I_i R_y}{\omega_i} = \frac{220 - 65 \cdot 0,4}{85,2} = 2,35 \text{ В} \cdot \text{с}.$$

Конструктивный коэффициент:

$$\hat{e} = \hat{e} \hat{O}_i / \hat{O}_i = 2,35 / 13,2 \cdot 10^{-3} = 178.$$

Номинальный электромагнитный момент:

$$\tilde{I}_i = \tilde{N} I_i = 2,35 \cdot 65 = 152,75 \text{ А} \cdot \text{с}.$$

Величина сопротивления R_t , обеспечивающая $M_{т.нач} = 2 M_n$:

$$R_o = \frac{(\hat{e} \cdot \hat{O}_i)^2 \cdot \omega_{i,нач}}{\tilde{I}_{i,нач}^2} - R_y = \frac{2,35^2 \cdot 82,7}{2 \cdot 152,75^2} - 0,4 = 1,1 \text{ Ом}.$$

В соответствии со схемой рис. 10.19 ток якоря равен:

$$I_y = - \frac{E}{R_y + \frac{R_a \cdot R_o}{R_a + R_o}} = - \frac{\hat{A}}{0,4 + \frac{115 \cdot 1,1}{115 + 1,1}} = - \frac{\hat{A}}{1,49} \text{ А}.$$

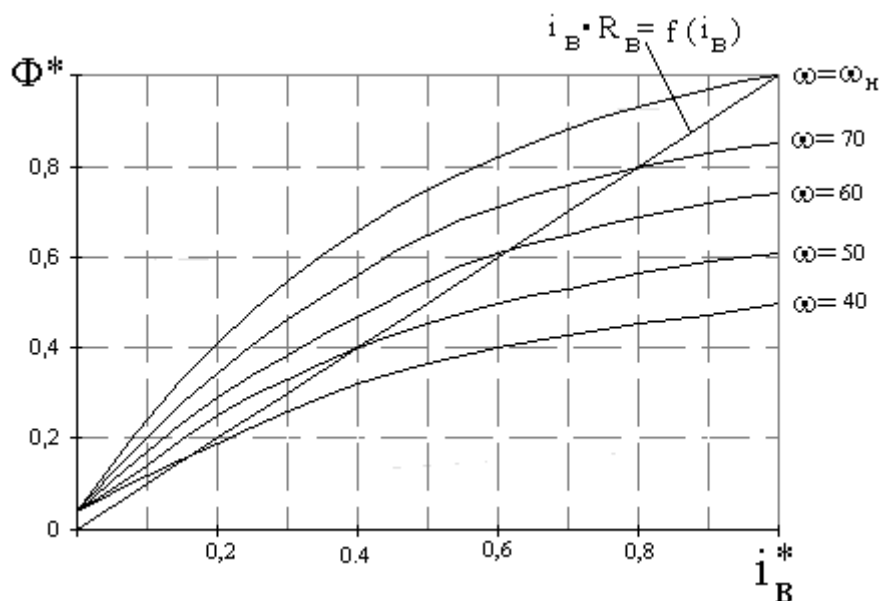


Рис. 10.20. К расчету механической характеристики двигателя режима динамического торможения с самовозбуждением

Таблица 10.3

Результаты расчета механической характеристики режима динамического торможения с самовозбуждением

Скорость, $\omega, \text{с}^{-1}$	Ток возбуждения		Магнитный поток		$\kappa\Phi,$ В·с	$E, \text{В}$	$I_{\text{я}}, \text{А}$	$M = \kappa\Phi I_{\text{я}},$ Н·м
	i_B^*	$i_B^* i_{B,H}^*$	Φ^*	$\Phi^* \Phi_H \cdot 10^{-3}, \text{Вб}$				
82,7	1,00	1,900	1,00	13,20	2,35	194,0	130	305,5
70,0	0,81	1,539	0,94	12,41	2,21	155,0	104	230,0
60,0	0,62	1,178	0,84	11,10	1,98	119,0	80	158,0
50,0	0,40	0,760	0,67	8,84	1,57	78,5	53	83,0
40,0	0,15	0,285	0,33	4,36	0,78	31,2	21	16,0

Все дальнейшие расчеты сведены в табл. 10.3 и не требуют дополнительных пояснений. По данным табл. 10.3 построена механическая характеристика (рис. 10.21) режима динамического торможения с самовозбуждением (кривая 2). Там же показана естественная механическая характеристика (прямая 1). Из кривой 2 легко определяется критическая скорость, при которой начинается самовозбуждение ($\omega_{\text{кр}} \approx 40 \text{ 1/с}$). При достижении скорости величины $\omega_{\text{кр}}$ в процессе торможения тормозной момент двигателя практически становится равным нулю.

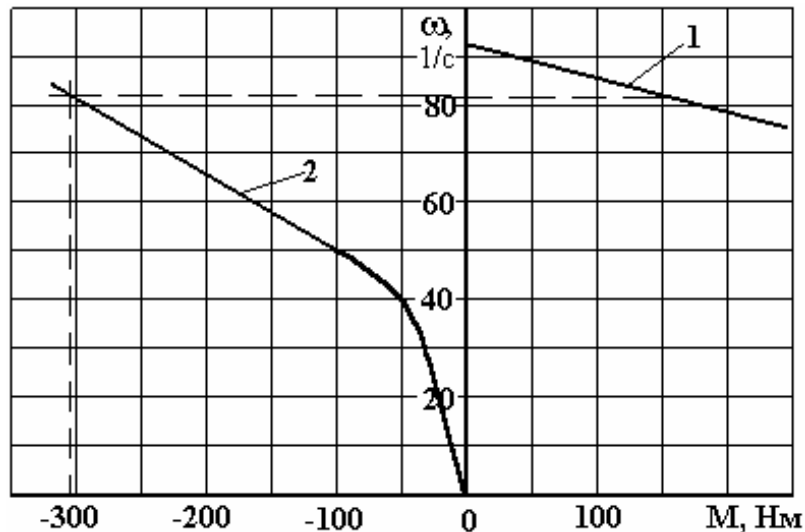


Рис. 10.21. Механические характеристики двигателя:
1 – естественная; 2 – режима динамического торможения с самовозбуждением

Пример 15

Рассчитать и построить естественные электромеханическую $\omega = f(I_a)$ и механическую $\omega = f(M)$ характеристики двигателя с последовательным возбуждением.

Номинальные данные двигателя: $P_n = 12$ кВт; $U_n = 220$ В; $I_n = 69$ А; $n_n = 675$ об/мин; $R_a = 0,3$ Ом; $R_b = 0,1$ Ом. Сопротивления обмоток двигателя заданы в нагретом состоянии.

Решение

Расчет естественных характеристик $\omega = f(I_a)$ и $\omega = f(M)$ произведем с помощью универсальных характеристик $\omega^* = f(I_a^*)$ и $\omega^* = f(M^*)$, приведенных на рис. 10.22.

В табл. 10.4 приведены численные значения этих же характеристик (столбцы 1, 2, 3).

Номинальная скорость двигателя:

$$\omega_i = \frac{\pi n_i}{30} = \frac{\pi \cdot 675}{30} = 70,7 \text{ } \tilde{\text{н}}^{-1}.$$

Коэффициент ЭДС двигателя при номинальном потоке:

$$\tilde{N} = \hat{e}\hat{O}_i = \frac{U_i - I_{y,i} R_\Sigma}{\omega_i} = \frac{220 - 69 \cdot (0,3 + 0,1)}{70,7} = 2,72 \text{ } \hat{\text{А}} \cdot \tilde{\text{н}}.$$

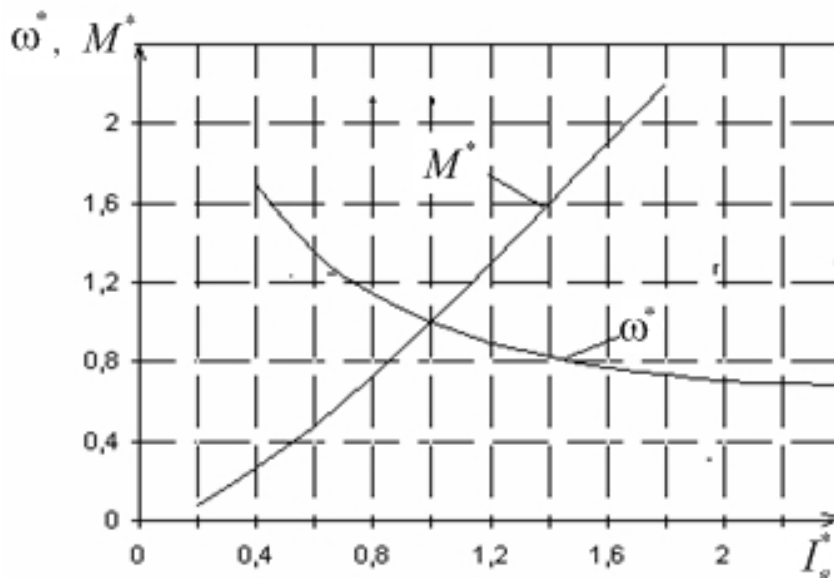


Рис. 10.22. Универсальные характеристики двигателей с последовательным возбуждением

Данные универсальных характеристик и расчета естественных электромеханической и механической характеристик двигателя с последовательным возбуждением представлены в табл. 10.4.

Таблица 10.4

$I_{я}^*$	ω^*	M^*	$I_{я}, A$	$\omega, 1/c$	$M, Н \cdot м$
1	2	3	4	5	6
0,27	2,40	0,14	18,6	169,6	26,3
0,40	1,70	0,26	27,6	120,2	48,8
0,60	1,27	0,48	41,4	89,8	90,1
0,80	1,09	0,74	55,2	77,1	139,0
1,00	1,00	1,00	69,0	70,7	187,8
1,20	0,90	1,30	82,8	63,6	244,0
1,60	0,80	1,90	110,4	56,6	357,0
2,00	0,74	2,55	138,0	52,3	479,0

Номинальный электромагнитный момент:

$$\dot{I}_{\dot{\gamma}} = \hat{e} \hat{O} I_{\dot{\gamma}, \dot{\gamma}} = 2,72 \cdot 69 = 187,8 \text{ А}.$$

В табл. 10.4 (столбцы 4, 5, 6) приведены результаты расчета естественной электромеханической и механической характеристик двигателя по формулам:

$$I_{\dot{\gamma}} = I_{\dot{\gamma}}^* I_{\dot{\gamma}, \dot{\gamma}}; \omega = \omega^* \omega_{\dot{\gamma}}; \dot{I} = \dot{I}^* \dot{I}_{\dot{\gamma}}.$$

Естественная электромеханическая характеристика $\omega = f(I_{я})$ и механическая характеристика $\omega = f(M)$ в соответствии с данными табл. 10.4 имеют вид, представленный на рис. 10.23.

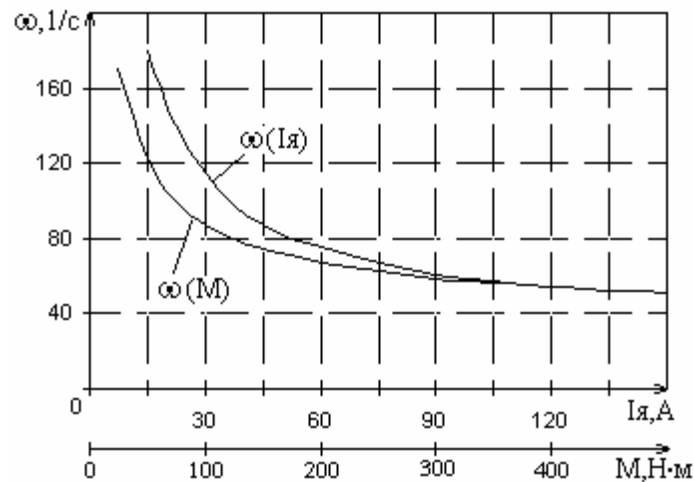


Рис. 10.23. Естественные характеристики двигателя

Пример 16

Для двигателя, рассмотренного в примере 15, рассчитать и построить искусственные характеристики: а) при введении в цепь якоря дополнительного сопротивления $R_{\text{доп}} = 0,4R_n$; б) при изменении напряжения $U = 0,6U_n$.

Решение

Величина дополнительного сопротивления, вводимого в цепь якоря:

$$R_{\text{аи}} = 0,4R_n = 0,4 \frac{220}{69} = 1,275 \text{ } \hat{\Omega}.$$

Суммарное сопротивление якорной цепи:

$$R_{\Sigma} = R_y + R_a + R_{\text{аи}} = 0,3 + 0,1 + 1,275 = 1,675 \text{ } \hat{\Omega}.$$

Расчет искусственных характеристик производится с помощью естественной характеристики по точкам. В основу расчета положен следующий принцип. При данном значении тока якоря ($I_{\text{яi}}$) магнитный поток двигателя (Φ_i) не зависит как от величины напряжения так и от величины суммарного сопротивления якорной цепи (R_{Σ}). Следовательно, скорость двигателя на естественной и искусственной характеристиках можно определить как:

$$\omega_{\text{аi}} = \frac{U - I_{\text{яi}} R_{\text{аи}}}{\hat{e}\hat{\Phi}_i} = \frac{E_{\text{ei}}}{\hat{e}\hat{\Phi}_i};$$

$$\omega_{\text{еi}} = \frac{U - I_{\text{яi}} R_{\Sigma}}{\hat{e}\hat{\Phi}_i} = \frac{\mathring{A}_{\text{еi}}}{\mathring{A}_{\text{аi}} / \omega_{\text{аi}}} = \frac{\mathring{A}_{\text{еi}}}{(\mathring{A} / \omega)_{\text{аi}}},$$

где ω_{ei} и ω_{ni} – соответственно, скорость на естественной и искусственной характеристиках; $R_{дв} = R_{я} + R_{в} = 0,3 + 0,1 = 0,4$ Ом – сопротивление двигателя; E_{ei} и E_{ni} – ЭДС якоря, соответственно, на естественной и искусственной характеристиках. Зависимость $(E/\omega)_{ei} = f(I_a)$ называется переходной характеристикой и строится с помощью естественной электромеханической характеристики $\omega = f(I_a)$.

В табл. 10.5 приведены результаты расчета искусственных характеристик двигателя. Данные естественной характеристики взяты из примера 15. Электромагнитный момент вычислен по формуле:

$$T = \frac{60}{\omega} I_a \cdot \Phi.$$

Таблица 10.5

Результаты расчета искусственных характеристик двигателя

I_a, A	$(E/\omega)_e, B \cdot c$	ω_n, c^{-1}	$\omega_n, 1/c$	$M, H \cdot m$
18,6	1,25	151,1	99,6	23,3
27,6	1,74	100,0	69,5	48,0
41,4	2,27	66,4	50,8	94,0
55,2	2,57	49,6	42,8	142,0
69,0	2,72	38,4	38,4	187,8
82,8	2,94	27,7	33,6	243,4
110,4	3,11	11,3	28,2	343,0
138,0	3,15	3,54	24,4	435,0
Переходная характеристика		При $R_{доп} = 1,275$ Ом	$U = 132$ В	

На рис. 10.24 построены искусственные реостатная механическая характеристика (кривая 1) и механическая характеристика при $U = 0,4U_n$ (кривая 2).

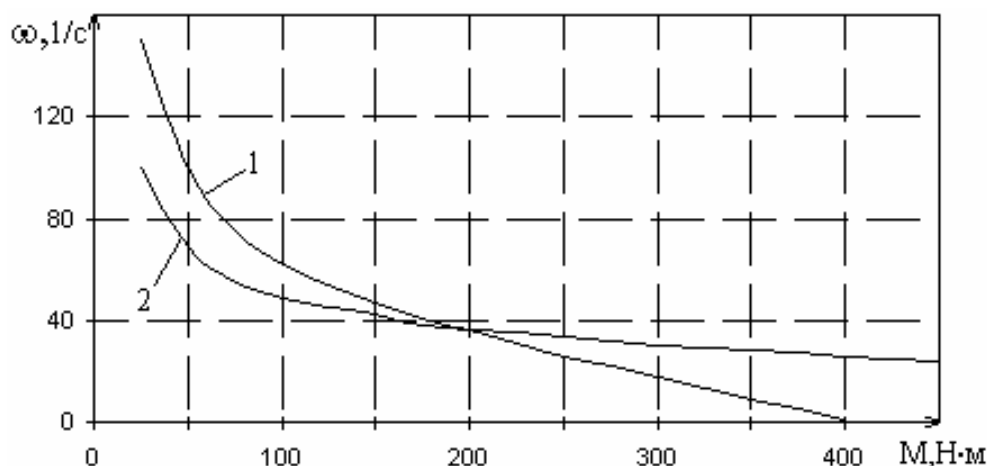


Рис. 10.24. Искусственные механические характеристики двигателя с последовательным возбуждением:
1 – реостатная; 2 – при $U = 132$ В

Пример 17

Для двигателя, рассмотренного в примере 15, рассчитать и построить механическую характеристику при изменении полярности напряжения на якоре (режим противовключения) при одновременном введении в цепь якоря дополнительного сопротивления с целью ограничения начального тормозного тока до величины $I_{\text{т.нач}} = -2I_{\text{н}}$. Статический момент принять $M_{\text{с}} = M_{\text{н}}$.

Решение

ЭДС двигателя в номинальном режиме работы:

$$E_{\text{н}} = U_{\text{н}} - I_{\text{н}} R_{\text{я}} = 220 - 2,72 \cdot 70,7 = 192,4 \text{ В}.$$

Дополнительное сопротивление, вводимое в цепь якоря, для ограничения начального тока двигателя до величины: $I_{\text{т.нач}} = 2I_{\text{н}}$

$$R_{\text{доп}} = \frac{U_{\text{н}} + E_{\text{н}}}{I_{\text{т.нач}}} - R_{\text{я}} = \frac{220 + 192,4}{2 \cdot 2,72} - 70,7 = 2,59 \text{ Ом}.$$

Расчет искусственной характеристики режима противовключения проводим так же, как в примере 13.

Скорость на искусственной характеристике:

$$\omega_{\text{в}} = \frac{E_{\text{в}}}{(E/\omega)_{\text{в}}} = \frac{-U_{\text{н}} - I_{\text{в}}(R_{\text{я}} + R_{\text{доп}})}{(E/\omega)_{\text{в}}}.$$

В режиме противовключения ток возбуждения $I_{\text{в}} = -I_{\text{я}}$. С целью упрощения расчетов абсолютные значения токов $I_{\text{я}}$ будем принимать такими же, как в примере 16. Результаты расчета искусственной механической характеристики приведены в табл. 10.6. Результаты расчета искусственной механической характеристики двигателя в режиме противовключения приведены в табл. 10.6.

Таблица 10.6

$I_{\text{я}}, \text{А}$	$(E/\omega)_{\text{в}}, \text{В} \cdot \text{с}$	$E_{\text{в}}, \text{В}$	$\omega_{\text{в}}, \text{с}^{-1}$	$M, \text{Н} \cdot \text{м}$
-138,0	3,15	192,6	61,1	-435,0
-110,4	3,11	110,1	35,4	-343,0
-82,8	2,94	27,6	9,4	-243,4
-69,0	2,72	-13,7	-5,0	-187,8
-55,2	2,57	-55,0	-21,4	-142,0
-41,4	2,27	-96,2	-42,4	-94,0
-27,6	1,74	-137,5	-79,0	-48,0
-18,6	1,25	-164,4	-131,5	-23,3

На рис. 10.25 по данным табл. 10.6 построена искусственная механическая характеристика двигателя в режиме противовключения.

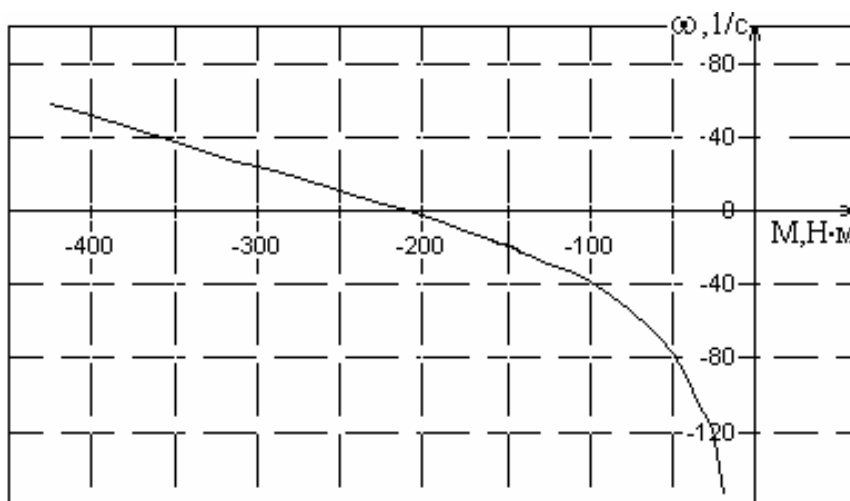


Рис. 10.25. Искусственная характеристика режима противовключения

Пример 18

Рассчитать сопротивления ступеней пускового реостата для двигателя с последовательным возбуждением при $M_c = 0,8 M_n$.

Данные двигателя: $P_n = 32$ кВт; $U_n = 440$ В; $n_n = 900$ об/мин; $I_n = 85$ А; $R_{я} = 0,205$ Ом; $R_b = 0,1$ Ом.

Решение

Приводим сопротивления двигателя к температуре 75°C :

$$R_{\text{аа}} = 1,24(R_y + R_a) = 1,24(0,205 + 0,1) = 0,378 \text{ } \hat{\Omega}.$$

Для расчета естественной характеристики $\omega = f(I_{я})$ используем данные универсальной характеристики $\omega^* = f(I_{я}^*)$ из примера 15 (1 и 2 столбцы в табл. 10.7). Результаты расчета естественной электрохимической характеристики двигателя $\omega = f(I_{я})$ по заданной универсальной приведены в табл. 10.7. Расчеты выполнены по формулам:

$$I_{я} = I_{я}^* I_n; \omega = \omega^* \omega_n,$$

где $\omega_n = \pi n_n / 30 = \pi 900 / 30 = 94,2$ 1/с.

На рис. 10.26 построена естественная электрохимическая характеристика двигателя $\omega = f(I_{я})$ по данным табл. 10.7 (кривая 1).

Таблица 10.7

ω^*	$I_{я}^*$	$\omega, \text{с}^{-1}$	$I_{я}, \text{А}$
1	2	3	4
2,40	0,27	226,00	22,95
1,70	0,40	160,00	34,00
1,27	0,60	119,60	51,00
1,09	0,80	102,70	68,00
1,00	1,00	94,20	85,00
0,90	1,20	84,80	102,00
0,80	1,60	75,00	136,00
0,72	2,00	67,80	170,00

Коэффициент ЭДС при номинальном режиме работы двигателя:

$$\tilde{N} = \hat{e} \hat{O}_i = \frac{U_i - I_i R_{aa}}{\omega} = \frac{440 - 85 \cdot 0,378}{94,2} = 4,33 \text{ В} \cdot \text{с}.$$

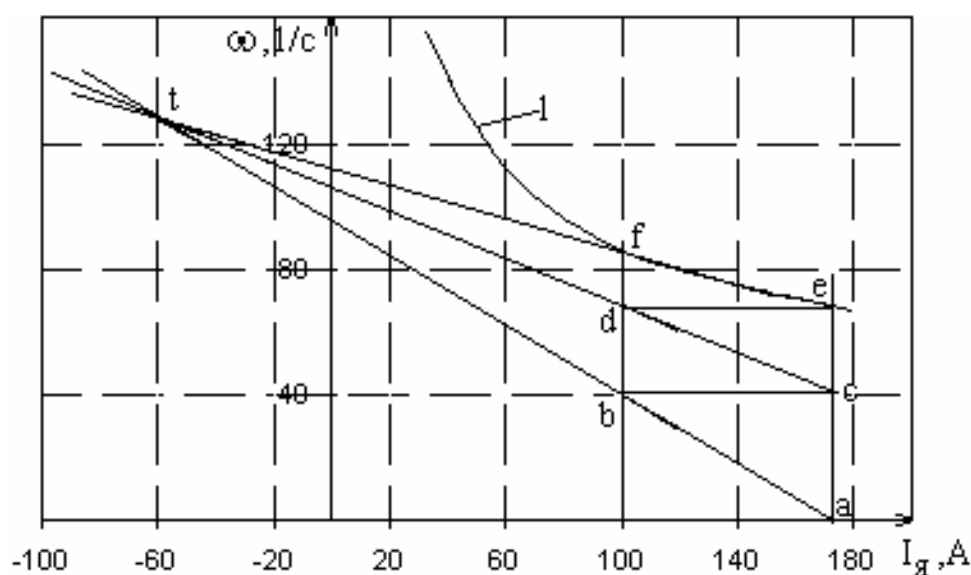


Рис. 10.26. Естественная (1) и пусковые характеристики двигателя с последовательным возбуждением

Номинальный электромагнитный момент:

$$\hat{I}_i = \hat{e} \hat{O}_i = 4,33 \cdot 85 = 368 \text{ В} \cdot \text{с}.$$

По универсальной характеристике (см. рис. 10.22) для значения момента $M_c^* = 0,8$ находим ток $I_c^* = 0,86$. Следовательно, значение статического тока составит: $I_c = I_c^* I_n = 0,86 \cdot 85 \text{ А}$.

Задаемся пусковым током $I_1 = 2I_n = 170 \text{ А}$ и током переключения из условия $I_2 > I_c$. Принимаем $I_2 = 100 \text{ А}$. Для этого тока определяем ско-

рость вращения двигателя (ω_n) (рис. 10.26, точка b) при полностью введенном сопротивлении пускового реостата ($R_{пр}$):

$$\omega_e = \frac{U_i - I_2 R_{\Sigma}}{U_i - I_2 R_{\text{аа}}} \omega_a(I_2) = \frac{440 - 100 \cdot 2,59}{440 - 100 \cdot 0,378} 87 = 39,2 \text{ н}^{-1}.$$

где $R_{\Sigma} = R_{\text{дв}} + R_{\text{пр}} = U_n/I_1 = 440/170 = 2,59 \text{ Ом}$; $\omega_e(I_2) = 87 \text{ 1/с}$ определяется по естественной характеристике при токе $I_2 = 100 \text{ А}$.

Для значений токов I_1 и I_2 обозначим на естественной характеристике точки e, f , а на искусственной характеристике при полностью введенном сопротивлении $R_{пр}$ точки a, b . Через точки $e-f$ и $a-b$ проводим прямые до пересечения их в точке t . Проведя луч из точки t , строим пусковую характеристику $c-d$ (рис. 10.26).

Определяем сопротивление пускового реостата:

$$R_{\text{ид}} = R_{\Sigma} - R_{\text{аа}} = 2,59 - 0,378 = 2,212 \text{ н}.$$

Сопротивления ступеней пускового реостата составят:

$$R_1 = \frac{ac}{ae} R_{\text{ид}} = \frac{20}{34} \cdot 2,212 = 1,301 \text{ н};$$

$$R_2 = \frac{ce}{ae} R_{\text{ид}} = \frac{14}{34} \cdot 2,212 = 0,911 \text{ н}.$$

10.4. Примеры расчетов к разделу 5

Пример 19

Для асинхронного двигателя с фазным ротором рассчитать и построить естественную и искусственные механические характеристики: а) при введении в цепь ротора $R_{\text{доб}} = 0,3 R_{\text{ном}}$; б) при уменьшенном значении питающего напряжения $U_1 = 0,7 U_{1н}$. Данные двигателя: $U_{1н} = 380/220$; $P_n = 11 \text{ кВт}$; $n_n = 953 \text{ об/мин}$; $R_1 = 0,415 \text{ Ом}$; $x_1 = 0,465 \text{ Ом}$; $R_2 = 0,132 \text{ Ом}$; $x_2 = 0,27 \text{ Ом}$; $E_{2н} = 200 \text{ В}$; $I_{2н} = 35,4 \text{ А}$; $M_k/M_n = 3,1$.

Решение

Расчет механических характеристик асинхронного двигателя будем вести по уточненной формуле Клосса:

$$M = \frac{2M_{\hat{e}}(1 + \alpha S_{\hat{e}})}{\frac{S}{S_{\hat{e}}} + \frac{S_{\hat{e}}}{S} + 2\alpha S_{\hat{e}}},$$

где M_k — критический момент; S_k — критическое скольжение; $\alpha = R_1/R_2'$.

Коэффициент приведения сопротивлений:

$$K_R = (0,95 \frac{U_{1f}}{E_{2f}})^2 = (0,95 \frac{380}{220})^2 = 3,26.$$

Приведенные значения сопротивлений ротора:

$$R'_2 = R_2 K_R = 0,132 \cdot 3,26 = 0,43 \text{ } \hat{\Omega};$$

$$x'_2 = x_2 K_R = 0,27 \cdot 3,26 = 0,88 \text{ } \hat{\Omega}.$$

Индуктивное сопротивление короткого замыкания:

$$x_K = x_1 + x'_2 = 0,465 + 0,88 = 1,345 \text{ } \hat{\Omega}.$$

Критический момент двигателя при номинальном значении питающего напряжения:

$$\begin{aligned} \dot{I}_{KE} &= \frac{3U_{10f}^2}{2\omega_0(R_1 + \sqrt{R_1^2 + x_K^2})} = \\ &= \frac{3 \cdot 220^2}{2 \cdot 104,7(0,415 + \sqrt{0,415^2 + 1,345^2})} = 381 \text{ } \hat{A}, \end{aligned}$$

где $\omega_0 = \frac{2\pi f_{1f}}{p_1} = \frac{2\pi \cdot 50}{3} = 104,7 \text{ } \hat{\text{с}}^{-1}$ – скорость идеального холостого хода.

Критическое скольжение на естественной характеристике:

$$s_{KE} = \frac{R'_2}{\sqrt{R_1^2 + x_K^2}} = \frac{0,43}{\sqrt{0,415^2 + 1,345^2}} = 0,306.$$

Уравнение естественной механической характеристики:

$$M = \frac{2 \cdot 381(1 + 0,965 \cdot 0,306)}{\frac{s}{0,306} + \frac{0,306}{s} + 2 \cdot 0,965 \cdot 0,306}.$$

С помощью данного уравнения рассчитана естественная механическая характеристика асинхронного двигателя (рис. 10.27, кривая 1).

Для построения реостатной механической характеристики при $R_{2\text{доб}} = 0,3R_{2н}$ определим суммарное приведенное сопротивление роторной цепи:

$$R'_{2\Sigma} = (R_2 + R_{2\text{доб}})K_R = (0,132 + 0,978)3,26 = 3,62 \text{ } \hat{\Omega},$$

где $R_{2\text{доб}} = 0,3R_{2ф} = \frac{0,3 \cdot A_{2f}}{\sqrt{3}I_{2f}} = \frac{0,3 \cdot 200}{\sqrt{3} \cdot 35,54} = 0,978 \text{ } \hat{\Omega}$ – величина до-

полнительного сопротивления, вводимого в цепь ротора.

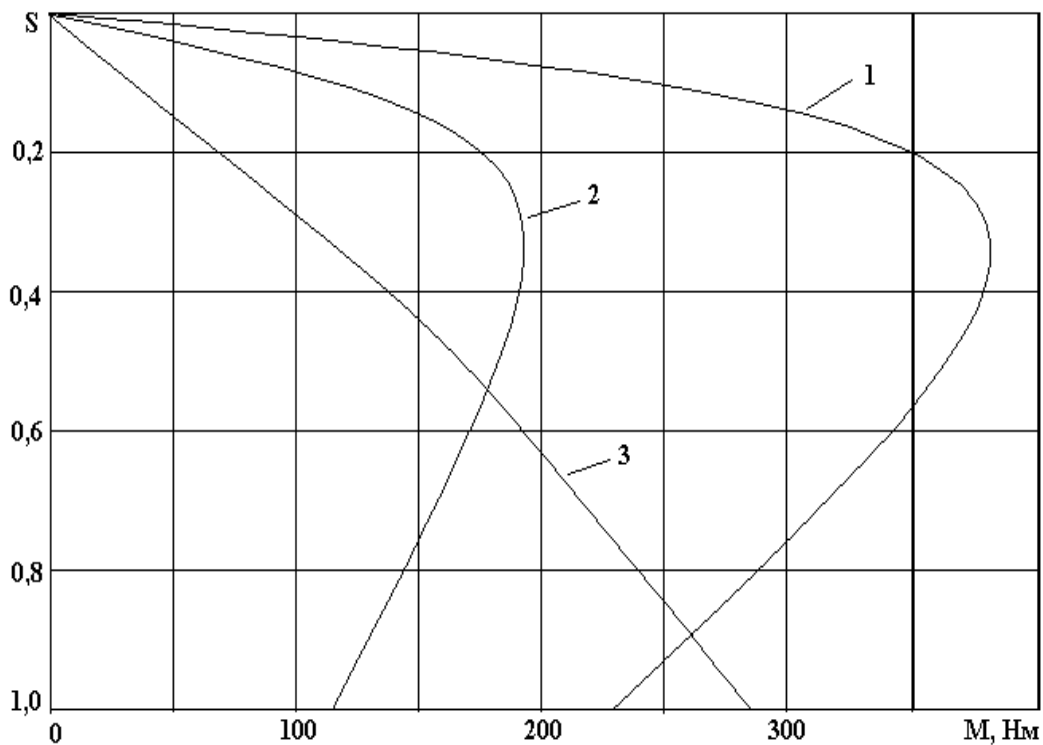


Рис. 10.27. Механические характеристики асинхронного двигателя:
1 – естественная; 2, 3 – искусственные

Критическое скольжение на реостатной характеристике:

$$S_{\text{ед.н}} = \frac{R'_{2\Sigma}}{\sqrt{R_1 + x_K}} = \frac{3,62}{\sqrt{0,415^2 + 1,345^2}} = 2,57.$$

Уравнение реостатной характеристики:

$$M = \frac{2 \cdot 381(1 + 0,295)}{\frac{S}{2,57} + \frac{2,57}{S} + 2 \cdot 0,295}.$$

Соответствующая этому уравнению реостатная механическая характеристика и имеет вид (рис. 10.27, кривая 2).

Для построения механической характеристики при $U_1 = 0,7$ $U_{1н} = 0,7 \cdot 220 = 154$ В определим критический момент:

$$\begin{aligned} \dot{I}_{KE} &= \frac{3U_1^2}{2\omega_0(R_1 + \sqrt{R_1^2 + x_K^2})} = \\ &= \frac{3 \cdot 154^2}{2 \cdot 104,7(0,415 + \sqrt{0,415^2 + 1,345^2})} = 186,7 \text{ А}. \end{aligned}$$

Уравнение искусственной механической характеристики при $U_1 = 154$ В имеет вид:

$$M = \frac{2 \cdot 186,7(1 + 0,295)}{\frac{S}{0,306} + \frac{0,306}{S} + 2 \cdot 0,295}.$$

Соответствующая механическая характеристика имеет вид (рис. 10.27, кривая 3).

Пример 20

Для двигателя, рассмотренного в примере 19, рассчитать сопротивление пускового реостата при нормальном режиме пуска в три ступени и при $M_c = M_n$, пользуясь аналитическим методом.

Решение

Так как режим пуска нормальный, то переключающий момент (M_2) должен превышать статический на 10...20 %.

Принимаем $M_2^* = 1,2$. Отношение максимального момента при пуске (M_1) к моменту переключения M_2 находим по формуле (2):

$$\lambda = \frac{M_1}{M_2} = \sqrt[m+1]{\frac{1}{S_1 M_2^*}} = \sqrt[3+1]{\frac{1}{0,047 \cdot 1,2}} = 2,052.$$

Осуществляем проверку на максимальный (пиковый) момент, который должен быть меньше критического:

$$\frac{M_1}{M_2} = M_2^* \lambda = 1,2 \cdot 2,052 = 2,46 < 3,1.$$

Сопротивление ступеней пускового реостата при включении их в одинарную звезду:

$$R_1 = R_p (\lambda - 1) = 0,132(2,052 - 1) = 0,139 \text{ } \hat{\Omega};$$

$$R_2 = R_1 \lambda = 0,139 \cdot 2,052 = 0,285 \text{ } \hat{\Omega};$$

$$R_3 = R_2 \lambda = 0,285 \cdot 2,052 = 0,585 \text{ } \hat{\Omega}.$$

Пример 21

Для двигателя, рассмотренного в примере 19, рассчитать сопротивление пускового реостата при нормальном режиме пуска в три ступени и при $M_c = M_n$, пользуясь приближенным графическим методом.

Решение

При расчете пусковых сопротивлений приближенным графическим методом исходят из прямолинейности механической характеристики, и расчет ведется, как для двигателя постоянного тока с параллельным возбуждением. На рис. 10.28 построены пусковые характеристики двигателя для указанных условий пуска.

Максимальный момент при пуске:

$$M_1 = M_1^* M_i = 2,46 \cdot 136 = 334,6 \text{ Ё Ё}.$$

Переключающий момент:

$$M_2 = M_2^* M_i = 1,2 \cdot 136 = 163,2 \text{ Ё Ё}.$$

По графику рис. 9.28 определяем сопротивления ступеней пускового реостата:

$$R_1 = R_p \frac{bc}{ab} = 0,132 \frac{12}{12} = 0,132 \text{ Ё Ё};$$

$$R_2 = R_p \frac{cd}{ab} = 0,132 \frac{25}{12} = 0,275 \text{ Ё Ё};$$

$$R_3 = R_p \frac{de}{ab} = 0,132 \frac{51}{12} = 0,561 \text{ Ё Ё}.$$

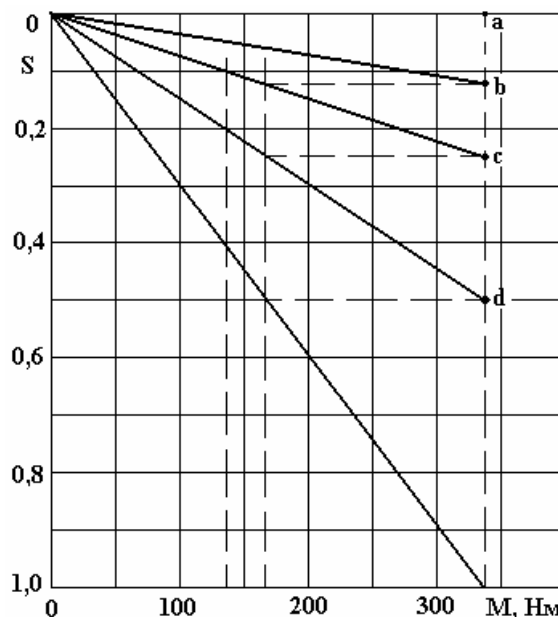


Рис.10.28. Пусковые характеристики асинхронного двигателя, построенные приближенным способом

Сравнивая результаты расчетов сопротивлений в примерах 20 и 21, видим, что расхождение составляет не более 5 %. Поэтому при практических расчетах можно пользоваться любым из рассмотренных методов.

Пример 22

Для асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором рассчитать и построить естественную и искусственные механические характеристики для двух значений частот тока статора $f_1 = 35$ Гц и $f_2 = 20$ Гц, при регулировании напряжения на статоре по пропорциональному закону: $U/f = \text{const}$.

Данные двигателя: $P_n = 22$ кВт; $U_{1n} = 380/220$ В; $n_n = 727$ об/мин; $R_1 = 0,18$ Ом; $X_1 = 0,624$ Ом; $R_2' = 0,153$ Ом; $X_2' = 0,485$ Ом.

Решение

Расчет механических характеристик будем вести согласно методике, приведенной в [8, 16]. При пропорциональном законе частотного регулирования $U/f = \text{const}$ электромагнитный момент двигателя определяется по формуле:

$$M = \frac{m U_{1f}^2 f^* R_2' / S}{\omega_0 \left[\left(R_1 + C_f \frac{R_2'}{S} \right)^2 + (X_1 + C_f X_2') f^{*2} \right]},$$

где m — число фаз статора; U_{1n} — фазное номинальное напряжение статора при частоте 50 Гц; $f^* = f/f_n$ — относительная частота; C_f — коэффициент, зависящий от частоты f^* .

Коэффициент C_f при частоте 50 Гц равен 1,03 и возрастает с понижением частоты. При частоте 20 Гц $C_f \approx 1,04$. Без большой погрешности можно пренебречь изменением этого коэффициента.

Таблица 10.8

S	M , Н·м	ω , с ⁻¹	M , Н·м	ω , с ⁻¹	M , Н·м	ω , с ⁻¹
0,000	0	78,5	0	54,9	0	31,4
0,010	121	75,3	85	52,7	49	30,1
0,030	334	73,8	239	51,7	139	29,5
0,100	703	68,5	580	48,0	374	27,4
0,136	732	65,7	626	47,0	418	27,0
0,150	729	64,7	668	45,3	475	26,7
0,170	717	63,2	681	44,2	508	26
0,200	688	61,0	685	42,6	534	24,3
0,300	570	53,0	633	37,3	576	21,3
0,500	398	38,0	489	26,6	535	15,2
1,000	218	0	287	0	375	0
$f = 50$ Гц			$f = 35$ Гц		$f = 20$ Гц	

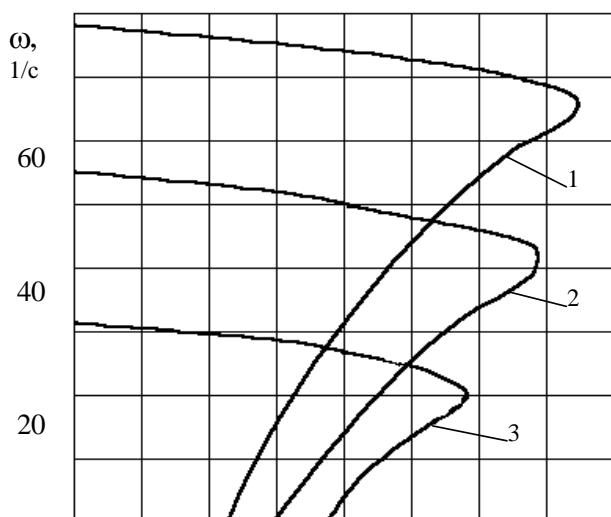


Рис. 10.29. Механические характеристики асинхронного двигателя:
1 – естественная; 2 – искусственная при $f = 35$ Гц; 3 – искусственная при $f = 20$ Гц

Скорость двигателя при различных частотах f рассчитываем по формуле: $\omega = \omega_0(1 - S)$.

В табл. 10.8 приведены результаты расчетов естественной механической характеристики при $f = 50$ Гц и искусственных механических характеристик при $f = 35$ Гц и $f = 20$ Гц.

На рис. 10.29 построены естественная (кривая 1) и искусственные (кривые 2 при $f = 5$ Гц и 3 при $f = 20$ Гц) механические характеристики асинхронного двигателя.

Пример 23

Рассчитать и построить угловую характеристику синхронного явнополюсного двигателя.

Данные двигателя: $P_n = 675$ кВт; $U_n = 6$ кВ; $n_n = 1000$ об/мин; $M_{\max}/M_n = 2,0$; $X_{ld} = 29,3$ Ом; $X_{lq} = 17,3$ Ом:

Решение

Уравнение угловой характеристики синхронного явнополюсного двигателя имеет вид:

$$\dot{I} = \frac{3U_{li} \dot{A}_i}{\omega_0 X_{la}} \sin \theta_{ye} + \frac{3U_{li}^2 (X_{ld} - X_{lq})}{2\omega_{0i} X_{ld} X_{lq}} \sin 2\theta_{ye}.$$

Номинальная угловая частота вращения:

$$\omega_{0i} = \frac{\pi n_i}{30} = \frac{\pi 1000}{30} = 104,71 \text{ } \tilde{n}^{-1}.$$

Номинальная ЭДС двигателя:

$$\dot{A}_i = 0,95 \frac{U_i}{\sqrt{3}} = 0,95 \frac{6000}{\sqrt{3}} = 3291 \text{ } \hat{A}.$$

В табл. 10.9 приведены результаты расчетов угловой характеристики синхронного двигателя, где использованы следующие обозначения:

- синхронная составляющая момента

$$\dot{I}_s = \frac{3U_{\text{л}} \dot{A}_{\text{л}}}{\omega_0 X_{1d}} \sin \theta_{\text{ýë}},$$

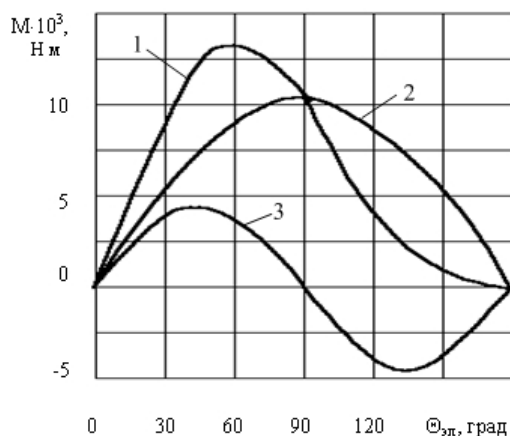
- реактивная составляющая момента

$$\dot{I}_R = \frac{3U_{\text{л}}^2 (X_{1d} - X_{1q})}{2\omega_0 X_{1d} X_{1q}} \sin 2\theta_{\text{ýë}}.$$

Результаты расчета угловой характеристики синхронного двигателя сведены в табл. 10.9.

Таблица 10.9

$\theta_{\text{эл}}, \text{град.}$	$M_s \cdot 10^3, \text{Н} \cdot \text{м}$	$M_R \cdot 10, \text{Н} \cdot \text{м}$	$M_{\Sigma} \cdot 10, \text{Н} \cdot \text{м}$
0	0	0	0
15	2,88	2,03	4,92
30	5,57	3,52	9,1
45	7,88	4,07	11,95
60	9,65	3,52	13,2
75	10,7	2,04	12,74
90	11,1	0	11,1
105	10,7	-2,03	8,7
120	9,65	-3,52	6,13
135	7,88	-4,07	3,8
150	5,57	-3,52	2
165	2,89	-2,04	0,85
180	0	0	0



На рис. 10.30 приведена угловая характеристика явнотоплюсого синхронного двигателя $M_{\Sigma} = f(\theta_{\text{эл}})$, построенная в соответствии с данными табл. 10.9.

Рис. 10.30. Угловая характеристика синхронного двигателя: 1 — явнотоплюсого, 2 — неявнотоплюсого, 3 — реактивная составляющая момента

10.5. Примеры расчетов к разделам 8, 9

Пример 24

Для асинхронного двигателя с фазным ротором типа МТВ411-6 с паспортными данными: $R_1 = 0,19 \text{ Ом}$, $x_1 = 0,31 \text{ Ом}$, $R_2 = 0,066 \text{ Ом}$, $x_2 = 0,23 \text{ Ом}$, $k_e = 1,6$, $J_{\text{дв}} = 0,5 \text{ кгм}^2$ и моментом инерции механизма, приведенным к валу двигателя $J_{\text{мех}} = 0,6 \text{ кгм}^2$, определить потери в установившихся режимах с номинальной нагрузкой и при нагрузке с $M_c = 0,75 M_n$, а также при пуске и динамическом торможении вхолостую.

Решение

Полные номинальные потери в двигателе определяем по известной формуле

$$\Delta P_i = P_i \left(\frac{1 - \eta_i}{\eta_i} \right) = 22000 \left(\frac{1 - 0,854}{0,854} \right) \approx 3761 \text{ Вт},$$

где

$$\eta_i = P_{\text{мех}} \cdot 10^3 / 3 U_{\text{н}} I_{\text{н}} \cos \varphi = 22000 / 3 \cdot 220 \cdot 55 \cdot 0,71 = 0,854.$$

Номинальные переменные потери определяем по формуле:

$$\Delta P_v = 3 I_{2\text{н}}^2 R_1 + 3 I_{2\text{н}}'^2 R_2' = 3 \cdot 55^2 \cdot 0,19 + 3 \cdot 43^2 \cdot 0,17 = 2667,24 \text{ Вт},$$

где $I_{2\text{н}}'$ — номинальный ток ротора, приведенный к статору и определяемый по следующему выражению:

$$I_{2\text{н}}' = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R_2' / s_i)^2 + x_{\Sigma}^2}} = \frac{220}{\sqrt{(0,19 + 0,17 / 0,035)^2 + 0,9^2}} = 43 \text{ А};$$

$$R_2' = R_2 k_e^2 = 0,066 \cdot 1,6^2 = 0,17 \text{ Вт}; \quad x_2' = x_2 k_e^2 = 0,23 \cdot 1,6^2 = 0,59 \text{ Вт} \quad -$$

приведенные значения, соответственно, активного и реактивного сопротивлений ротора.

Потери в двигателе при нагрузке $M_c = 0,75 M_n$ определяем в соответствии с формулой:

$$\Delta P_x = \Delta P_{v1} (\alpha + x^2) = 2667,24 (0,41 + 0,75^2) = 2594 \text{ Вт},$$

где $\alpha = \Delta P_c / \Delta P_{vн} = 1093,76 / 2667,24 = 0,41$ — коэффициент потерь, а $\Delta P_c = \Delta P_n - \Delta P_{vн} = 3761 - 2667,24 = 1093,76 \text{ Вт}$ — постоянные потери.

Потери энергии в двигателе при пуске вхолостую находим, пренебрегая постоянными потерями, так как в переходных процессах $\Delta P_c \ll \Delta P_v$:

$$\Delta \dot{A}_i = J_{\Sigma} \frac{\omega_0^2}{2} \left(1 + \frac{R_1}{R'_2} \right) = 1,1 \frac{104,7^2}{2} \left(1 + \frac{0,19}{0,17} \right) = 12767,6 \text{ Вт},$$

где $\omega_0 = \pi n_0 / 30 = 104,7 \text{ 1/с}$ — скорость идеального холостого хода, $J_{\Sigma} = J_{\text{дв}} + J_{\text{мех}}$ — суммарный приведенный момент инерции электропривода.

Потери энергии в двигателе при динамическом торможении вхолостую численно равны потерям при пуске вхолостую, только при пуске потери покрываются за счет сети, а при торможении — за счет накопленной кинетической энергии в маховых массах электропривода.

Пример 25

Двигатель постоянного тока с независимым возбуждением типа Д-806 режима *S3* с продолжительностью включения $\text{ПВ}_n = 40 \%$ и паспортными данными: $P_n = 21 \text{ кВт}$, $U_n = 220 \text{ В}$, $I_n = 110 \text{ А}$, $n_n = 1060 \text{ об/мин}$ работает в режиме *S2* при температуре окружающей среды $\theta_{\text{ср}} = 30 \text{ }^\circ\text{С}$. Какой кратковременной постоянной мощностью можно нагрузить этот двигатель, чтобы он полностью использовался в тепловом отношении, если время работы в цикле составляет $t_p = 30 \text{ мин}$, допустимая температура изоляции $\theta_{\text{из}} = 130 \text{ }^\circ\text{С}$, теплоемкость двигателя $C = 45 \text{ кДж/}^\circ\text{С}$, коэффициент потерь $\alpha = 0,5$?

Решение

Определим номинальные потери в двигателе

$$\Delta \dot{E}_i = \dot{E}_i \left(\frac{1 - \eta_i}{\eta_i} \right) = 21000 \left(\frac{1 - 0,868}{0,868} \right) \approx 3200 \text{ Вт},$$

где $\eta_n = P_n \cdot 10^3 / U_n I_n = 21000 / 220 \cdot 110 = 0,868$.

Пересчитаем эти потери для режима *S1* ($\text{ПВ} = 100 \%$)

$$\Delta \dot{E}_{i, S1} = \Delta \dot{E}_i \sqrt{\varepsilon} = 3200 \sqrt{0,4} = 2024 \text{ Вт}.$$

Определим номинальный коэффициент теплоотдачи двигателя

$$\dot{A}_i = \Delta \dot{E}_{i, S1} / \tau_{i, \text{оно}} = 2024 / 90 = 22,5 \text{ Вт/}^\circ\text{С}.$$

Вычислим постоянную нагрева двигателя

$$\dot{O}_i = \tilde{N} / \dot{A}_i = 45000 / 22,5 = 2000 \text{ с}.$$

Определим коэффициент механической перегрузки по (7.30):

$$\delta_i = \sqrt{\frac{1 + \alpha}{1 - \alpha^{-t_p / \dot{O}_i}}} - \alpha = \sqrt{\frac{1 + 0,5}{1 - \alpha^{-1800 / 2000}}} - 0,5 = 2,03.$$

Найдем коэффициент, учитывающий отличие температуры окружающей среды от номинальной:

$$x = \sqrt{\frac{\Theta_{\text{аа,н}} - \Theta_{\text{н0}}}{\Theta_{\text{аа,н}} - 40^\circ}} (\alpha + 1) - \alpha = \sqrt{\frac{130 - 30}{130 - 40}} (0,5 + 1) = 1,29.$$

Величину кратковременной максимальной мощности нагрузки найдем как

$$P_{\text{к,макс}} = x \cdot P_{\text{н}} \cdot \sqrt{\varepsilon} = 1,29 \cdot 2,03 \cdot 21 \cdot \sqrt{0,4} = 34,83 \text{ кВт}.$$

При нагрузке двигателя мощностью $P_{\text{к,макс}} = 34,83$ кВт в течение 30 мин он будет полностью использован по нагреву.

Пример 26

Двигатель постоянного тока с независимым возбуждением типа Д-810 режима 60 мин с продолжительностью включения $PВ_{\text{н}} = 100 \%$ и паспортными данными $P_{\text{н}} = 55$ кВт, $U_{\text{н}} = 220$ В, $I_{\text{н}} = 282$ А, $n_{\text{н}} = 550$ об/мин работает в режиме S3 с $PВ_{\text{н}} = 40 \%$ при температуре окружающей среды $\theta_{\text{ср}} = 30^\circ\text{C}$. До какой температуры нагреется двигатель к концу третьего цикла работы от начала включения, если число циклов $h = 60$, допустимая температура изоляции $\theta_{\text{из}} = 130^\circ\text{C}$, теплоемкость двигателя $C = 95$ кДж/°C, мощность повторно-кратковременной нагрузки $P_{\text{пк}} = 1,5P_{\text{н}}$?

Решение

Время цикла по условию работы составляет $t_{\text{ц}} = 3600/h = 3600/60 = 60$ с. Тогда время работы составит $t_{\text{р}} = t_{\text{ц}} \cdot \varepsilon = 60 \cdot 0,4 = 24$ с, а время паузы — $t_0 = 36$ с.

Определим полные номинальные потери двигателя

$$\Delta P_{\text{г}} = U_{\text{г}} I_{\text{г}} - P_{\text{н}} \cdot 10^3 = 220 \cdot 282 - 55000 = 7040 \text{ Вт}.$$

Переменные номинальные потери будут равны

$$\Delta P_{\text{в,г}} = I_{\text{г}}^2 R_{\text{г}} = 282^2 \cdot 0,044 = 3499 \text{ Вт},$$

где $R_{\text{г}} = 0,5(1 - \eta_{\text{н}})U_{\text{н}}/I_{\text{н}} = 0,044$ Ом.

Постоянные потери при этом составят

$$\Delta P_{\text{п}} = \Delta P_{\text{г}} - \Delta P_{\text{в,г}} = 7040 - 3499 = 3541 \text{ Вт}.$$

Определим номинальный коэффициент теплоотдачи двигателя

$$\dot{A}_{\text{г}} = \Delta P_{\text{г}} / \tau_{\text{г}} = 7040 / 90 = 78,2 \text{ Вт/}^\circ\text{C}.$$

Вычислим постоянную нагрева двигателя

$$\dot{Q}_{\text{г}} = \dot{A}_{\text{г}} / \beta = 95000 / 78,2 \approx 1215 \text{ н}.$$

Потери мощности в двигателе при нагрузке $P_{\text{пк}} = 1,5P_{\text{н}}$ составят:

$$\Delta \dot{D}_{\text{е}} = \Delta \dot{D}_{\text{н}} + \Delta \dot{D}_{\text{в.т}} \cdot 1,5^2 = 3541 + 3499 \cdot 1,5^2 = 11414 \text{ Вт}.$$

Установившееся превышение температуры при кратковременной нагрузке:

$$\tau_{\text{онд}} = \Delta \dot{D}_{\text{е}} / \dot{A} = 11414 / 78,2 = 146 \text{ }^{\circ}\text{Н}.$$

Расчет температуры в период работы двигателя (нагревание) определяем по уравнению

$$\tau = 146(1 - e^{-t/1215}) + \tau_{\text{на}} e^{-t/1215},$$

а в период паузы (охлаждение) —

$$\tau = \tau_{\text{на}} e^{-t/\theta_0}.$$

В приведенных формулах следует подставлять время $t = 24$ с при нагревании и $t = 36$ с при охлаждении, а начальные значения $\tau_{\text{нач}}$ находятся как конечные значения предыдущего периода. Опуская промежуточные вычисления, приведем значение температуры к концу третьего цикла $\tau_{\text{конз}} = 6,6^{\circ}\text{С}$. С учетом температуры окружающей среды температура двигателя составит $\theta_{\text{дв}} = 36,6^{\circ}\text{С}$.

Пример 27

Двигатель постоянного тока с независимым возбуждением типа Д-806 режима $S3$ с продолжительностью включения $\text{ПВ}_{\text{н}} = 40\%$ и паспортными данными: $P_{\text{н}} = 21$ кВт, $U_{\text{н}} = 220$ В, $I_{\text{н}} = 110$ А, $n_{\text{н}} = 1060$ об/мин работает по графику нагрузки, приведенному на рис. 10.31. Составить уравнения для расчета температурной кривой двигателя с учетом следующих условий: двигатель с точки зрения нагрева принят однородным сплошным телом с теплоемкостью $C = 45$ кДж/ $^{\circ}\text{С}$, температура изоляции $\theta_{\text{из}} = 130^{\circ}\text{С}$, температура окружающей среды $\theta_{\text{ср}} = 20^{\circ}\text{С}$, начальное превышение температуры $\tau_{\text{нач}} = 0$ и других условий, приведенных на рис. 10.31.

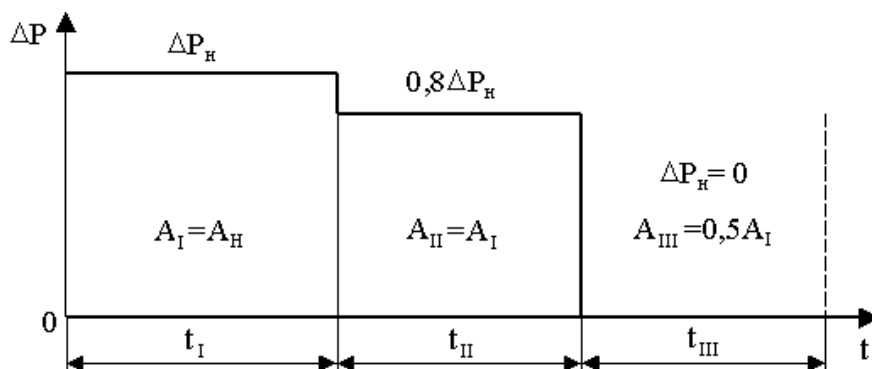


Рис. 10.31. График работы двигателя

Решение

Расчет температурной кривой двигателя для участков I—III ведем по выражению

$$\tau = \tau_{i \text{ н\ddot{o}}} (1 - e^{-t/T_{i i}}) + \tau_{i \text{ н\ddot{o}}} e^{-t/T_{i i}},$$

где $T_{i i} = \Delta P_i / A_i$ — постоянная нагрева на i -м участке.

Номинальные потери двигателя были определены в примере 25 и составляют $\Delta P_{\text{н}} = 3200$ Вт.

Коэффициент теплоотдачи двигателя в номинальном режиме

$$\dot{A}_i = \Delta \dot{P}_i / \tau_{\text{н\ddot{o}}} = 3200 / 90 = 35,55 \text{ } \hat{\text{A}}\ddot{\text{o}}/\text{ }^{\circ}\tilde{\text{N}},$$

где $\tau_{\text{н уст}} = \theta_{\text{из}} - \theta_{\text{ср.н}} = 130 - 40 = 90$ °С — установившееся превышение температуры в номинальном режиме.

Постоянная нагрева для первого участка (t_i) $T_{\text{н1}} = C/A_i = 45000/35,55 = 1266$ с. Установившееся превышение температуры для первого участка $\tau_{\text{уст1}} = \theta_{\text{из}} - \theta_{\text{ср}} = 130 - 20 = 110$ °С.

Уравнение температурной кривой для первого участка имеет вид:

$$\tau = 110(1 - e^{-t/1266}).$$

Установившееся превышение температуры для второго участка $\tau_{\text{уст2}} = \Delta P_2 / A_2 = 0,8 \cdot 3200 / 35,55 = 72$ °С. Начальное превышение температуры для второго участка

$$\tau_{\text{н\ddot{o}2}} = 110(1 - \hat{a}^{-t_i/1266}).$$

Уравнение температурной кривой для второго участка имеет вид:

$$\tau = 72(1 - e^{-t/1266}) + \tau_{\text{н\ddot{o}2}} \hat{a}^{-t/1266}.$$

На третьем участке потери равны нулю, следовательно, двигатель отключен и идет процесс охлаждения. Постоянная охлаждения по заданному условию $T_0 = 2T_{\text{н1}} = 2532$ с. Установившееся превышение температуры для этого участка $\tau_{\text{уст3}} = 0$, а начальное превышение определится как конечное превышение на втором участке

$$\tau_{\text{н\ddot{o}3}} = \tau_{\text{н12}} = 72(1 - \hat{a}^{-t_{\text{н}}/1266}) + \tau_{\text{н\ddot{o}2}} \hat{a}^{-t_{\text{н}}/1266}.$$

Уравнение температурной кривой для третьего участка будет иметь вид:

$$\tau = \tau_{\text{н\ddot{o}3}} \hat{a}^{-t/2532}.$$

Пример 28

Электропривод с двигателем постоянного тока с независимым возбуждением типа Д-806 с паспортными данными $P_n = 21$ кВт, $U_n = 220$ В, $I_n = 110$ А, $n_n = 1060$ об/мин, $J_\Sigma = 2,8$ кг·м², работает по цикловому графику нагрузки с ПВ = 40 % и периодом $T_\Pi = 25$ с, приведенному на рис. 10.32. Система управления электропривода обеспечивает при пуске и торможении постоянство момента двигателя $M_n = 2,5M_n$ и $M_T = 1,5M_n$. Вычислить потери энергии в двигателе за цикл работы.

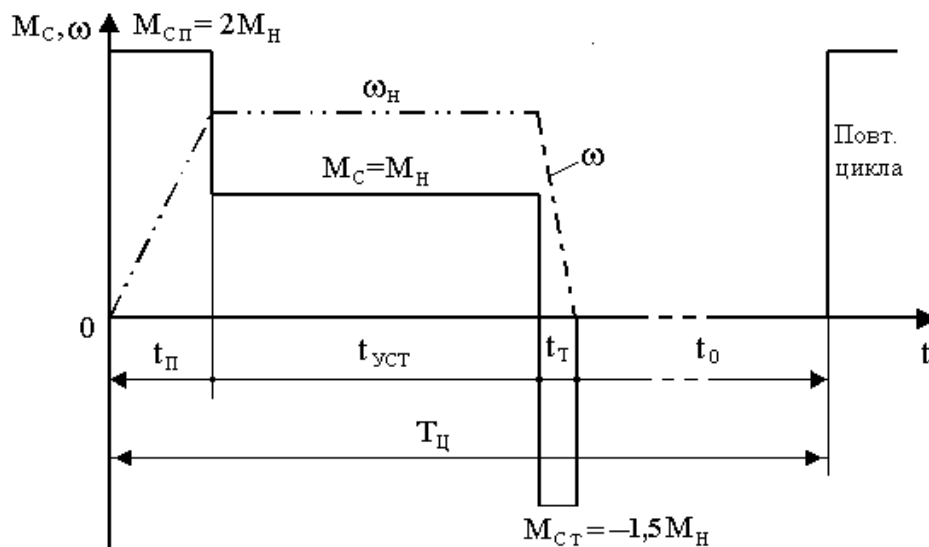


Рис. 10.32. Цикловой график нагрузки электропривода

Решение

По паспортным данным определим ряд параметров и значений, необходимых для дальнейших расчетов:

- полное сопротивление цепи якоря

$$R_{y\Sigma} = 0,5(1 - \eta_i)U_i / I_i = 0,5(1 - 0,87)220 / 110 = 0,13 \text{ } \hat{\Omega};$$

- коэффициент ЭДС двигателя

$$\tilde{N} = \hat{e}\hat{O}_i = (U_i - I_i R_{y\Sigma}) / \varphi = (220 - 110 \cdot 0,13) / 111 = 1,853 \text{ } \hat{A} \cdot \tilde{n},$$

где $\omega_n = \pi n_n / 30 = 111$ 1/с;

- номинальный электромагнитный момент двигателя

$$\dot{I}_i = \tilde{N} I_i = 1,853 \cdot 110 = 203,83 \text{ } \hat{I};$$

- моменты двигателя при пуске и торможении

$$M_n = 509,575 \text{ Н}\cdot\text{м} \text{ и } M_T = 305,745 \text{ Н}\cdot\text{м};$$

- статические моменты при пуске и торможении

$$M_{\text{сп}} = 407,66 \text{ Н}\cdot\text{м} \text{ и } M_{\text{ст}} = 305,745 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Определим полное время работы в цикле, включающей в себя время пуска, установившегося режима и торможения:

$$t_{\delta} = t_{\text{и}} + t_{\text{онд}} + t_{\text{о}} = \dot{O}_{\text{о}} \varepsilon = 25 \cdot 0,4 = 10 \text{ с}.$$

Время пуска и торможения вычислим как

$$t_{\text{и}} = J_{\Sigma} \frac{\omega_{\text{и}}}{\dot{I}_{\text{и}} - \dot{I}_{\text{нн}}} = 2,8 \frac{111}{509,575 - 407,66} = 3,05 \text{ с};$$

$$t_{\text{о}} = J_{\Sigma} \frac{\omega_{\text{и}}}{\dot{I}_{\text{о}} - \dot{I}_{\text{нд}}} = 2,8 \frac{111}{2 \cdot 305,745} = 0,51 \text{ с}.$$

Время установившегося режима составит

$$t_{\text{онд}} = t_{\delta} - (t_{\text{и}} + t_{\text{о}}) = 10 - 3,56 = 6,44 \text{ с}.$$

Потери энергии при пуске электропривода определяем по общей формуле:

$$\Delta \dot{A}_{\text{и}} = J_{\Sigma} \omega_{\text{и}} \int_{\omega_{\text{нн}}}^{\omega_{\text{нн}}} d\omega - J_{\Sigma} \int_{\omega_{\text{нд}}}^{\omega_{\text{нн}}} \omega d\omega + \int_0^{\dot{I}_{\text{и}}} M (\omega_0 - \omega) dt.$$

Применительно к данному случаю, эта формула преобразуется к виду:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{A}_{\text{и}} &= J_{\Sigma} \omega_{\text{и}}^2 / 2 + \dot{I}_{\text{нн}} (\alpha_{\text{и}} - \alpha_{\text{нн}} / 2) = \\ &= 2,8 \cdot 111^2 / 2 + 407,66 (118,73 \cdot 3,05 - 111 \cdot 3,05 / 2) = 95867 \text{ Дж}\cdot\text{с}. \end{aligned}$$

Аналогично определяем потери при торможении электропривода

$$\begin{aligned} \Delta \dot{A}_{\text{о}} &= J_{\Sigma} \omega_{\text{и}}^2 / 2 - \dot{I}_{\text{нд}} (\alpha_{\text{о}} - \alpha_{\text{нд}} / 2) = \\ &= 2,8 \cdot 111^2 / 2 - 305,745 (0 + 111 \cdot 0,51 / 2) = 8595 \text{ Дж}\cdot\text{с}. \end{aligned}$$

Потери энергии при установившемся режиме

$$\Delta \dot{A}_{\text{онд}} = \Delta \dot{E}_{\text{и}} \cdot t_{\text{онд}} = 3200 \cdot 6,44 = 20608 \text{ Дж}\cdot\text{с}.$$

где

$$\Delta \dot{E}_{\text{и}} = \dot{E}_{\text{и}} \left(\frac{1 - \eta_{\text{и}}}{\eta_{\text{и}}} \right) = 21000 \left(\frac{1 - 0,868}{0,868} \right) \approx 3200 \text{ Дж}\cdot\text{с};$$

$$\eta_{\text{и}} = \dot{E}_{\text{и}} \cdot 10^3 / U_{\text{и}} I = 21000 / 220 \cdot 110 = 0,868.$$

Потери энергии в двигателе за цикл работы составят:

$$\Delta A_{\text{ц}} = \Delta A_{\text{п}} + \Delta A_{\text{т}} + \Delta A_{\text{уст}} = 125070 \text{ Вт}\cdot\text{с} \text{ или } \Delta A_{\text{ц}} \approx 0,035 \text{ кВт}\cdot\text{ч}.$$

Пример 29

Нагрузочная диаграмма механизма, приведенная к валу двигателя, а также требуемая тахограмма (рис. 10.33). Для работы в данном режиме предварительно был выбран двигатель постоянного тока независимого возбуждения, работающий в замкнутой системе управления, которая реализует на отдельных этапах изменения скорости $I_{\text{я}} = I_{\text{доп}} = 2,2I_{\text{н}}$ и $\Phi_{\text{дв}} = \Phi_{\text{н}}$ на всех этапах. Проверить выбранный двигатель по условиям нагрева.

Данные для расчета: $P_{\text{н}} = 53$ кВт; $U_{\text{н}} = 220$ В; $I_{\text{н}} = 286$ А; $\text{ПВ}_{\text{н}} = 60$ %; $n_{\text{н}} = 750$ об/мин; R_{Σ} (при 80°C) = $0,12$ Ом; $J_{\text{дв}} = 3$ кг·м²; приведенный момент инерции механизма $J'_{\text{мех}} = 3,4$ кг·м².

Решение

Для проверки двигателя по условиям нагрева уточним нагрузочную диаграмму и построим зависимость $i_{\text{я}}(t)$ без учета времени изменения тока якоря.

Участок t_1 — разгон привода при токе якоря $I_{\text{я1}} = 2,2 I_{\text{н}} = 2,2 \cdot 286 = 630$ А; длительность разгона до скорости $\omega_{\text{н}}/3$

$$t_1 = \frac{J_{\Sigma} \omega_i}{3(M_{\text{дв1}} - M_{\text{xx}})} = \frac{6,4 \cdot 78,5}{3(1491 - 153)} = 0,12 \text{ с},$$

где $J_{\Sigma} = J_{\text{дв}} + J'_{\text{мех}} = 3 + 3,4 = 6,4$ кг·м²; $\omega_{\text{н}} = 2\pi n_{\text{н}}/60 = 2 \cdot 3,14 \cdot 750/60 = 78,5$ с⁻¹; $M_{\text{дв1}} = 2,2 M_{\text{н}} = 2,2 \cdot 2,36 \cdot 286 = 1491$ Н·м;

$$\tilde{N} = \frac{U_{\text{н}} - I_{\text{я1}} R_{\Sigma}}{\omega_{\text{н}}} = \frac{220 - 286 \cdot 0,12}{78,5} = 2,36 \text{ В/с}.$$

Участок t_2 — ток якоря $I_{\text{я}} = I_{\text{ном}} M_{\text{xx}}/M_{\text{н}} = 286 \cdot 153/675 = 64,82$ А, где $M_{\text{н}} = C I_{\text{н}} = 2,26 \cdot 286 = 675$ длительность участка $t_2 = 1,18$ с (рис. 10.32).

Участок t_3 — ток якоря $I_{\text{я3}} = I_{\text{н}} M_{\text{с}}/M_{\text{н}} = 286 \cdot 607/675 = 257,2$ А; длительность участка $t_3 = 0,3$ с (рис. 10.32).

Участок t_4 — ток якоря $I_{\text{я,н}} = I_{\text{я1}} = 630$ А; длительность участка t_4

$$t_4 = \frac{J_{\Sigma} 2\omega_i}{3(M_{\text{дв4}} - M_{\text{н}})} = \frac{6,4 \cdot 2 \cdot 78,5}{3(1491 - 607)} = 0,38 \text{ с}.$$

Участок t_5 — ток якоря $I_{\text{я5}} = M_{\text{с}}/c = 607/2,36 = 257,2$ А; длительность участка $t_5 = 10$ с (рис. 10.32).

Участок t_6 — ток якоря $I_{\text{я6}} = -2,2 I_{\text{ном}} = -630$ А; длительность участка

$$t_6 = \frac{J_{\Sigma} \cdot \omega_{\text{н}}}{3(M_{\text{дв6}} - M_{\text{н}})} = \frac{6,4 \cdot 78,5}{3(1491 - 607)} = 0,16 \text{ с}.$$

Участок t_7 – ток якоря $I_{я7} = I_{я3} = 237,4$ А; длительность участка $I_{я7} = 0,9$ с.

Участок t_8 – ток якоря $I_{я8} = I_{я2} = 64,82$ А; длительность участка $t_8 = 0,3$ с.

Участок t_9 – ток якоря $I_{я9} = -2,2 I_{ном} = -630$ А; длительность участка t_9 :

$$t_9 = \frac{J_{\Sigma} \omega_{\dot{m}}}{3(M_{\text{аа9}} - M_{\text{н}})} = \frac{6,4 \cdot 78,5}{3(1491 - 607)} = 0,08 \text{ с.}$$

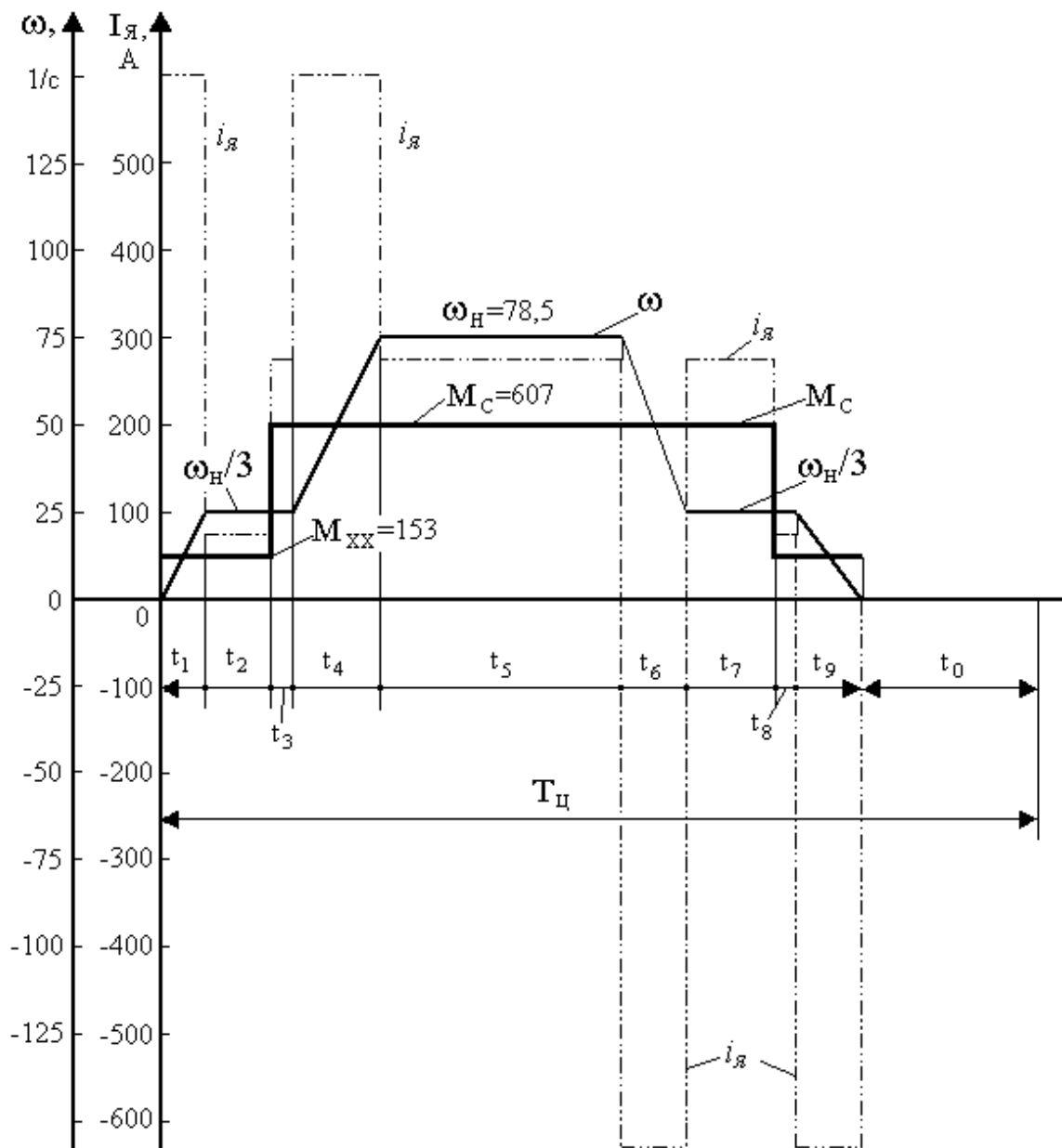


Рис. 10.32. Нагрузочная диаграмма механизма, приведенная к валу двигателя

Полученные результаты изменения тока якоря в цикле сведем в табл. 10.10, где для удобства дальнейших расчетов показаны квадраты тока на отдельных участках и средние значения коэффициентов ухудшения теплоотдачи. Проверку двигателя будем производить методом эквивалентного тока.

Таблица 10.10

Результаты расчета нагрузочной диаграммы

Участок	$T_i, \text{с}$	$I_{яi}, \text{А}$	$I_{я}^2, \text{А}^2$	$\beta_{\text{ср}}$
1	0,12	630	$39,7 \cdot 10^4$	0,60
2	1,18	64,82	$0,42 \cdot 10^4$	0,70
3	0,30	237,4	$5,61 \cdot 10^4$	0,70
4	0,38	630	$39,7 \cdot 10^4$	0,85
5	1,00	237,4	$5,61 \cdot 10^4$	1,00
6	0,16	–630	$39,7 \cdot 10^4$	0,85
7	0,90	237,4	$5,61 \cdot 10^4$	0,70
8	0,30	64,82	$0,42 \cdot 10^4$	0,70
9	0,08	–630	$39,7 \cdot 10^4$	0,60

Определим процентную продолжительность включения для расчетного цикла:

$$\hat{I\ddot{A}}_{\text{дв}} = \frac{\sum_i t_{pi}}{\sum_i t_{pi} + t_0} 100 \% = \frac{13,42}{13,42 + 8,22} 100 \% = 62 \ \%.$$

Эквивалентный ток определим, исходя из данных табл. 10.10:

$$I_{\dot{y},62} = \sqrt{\frac{\sum_i I_i t_i}{\sum_i \beta_{\text{ср}} t_i}} = \sqrt{\frac{10^4 \cdot (39,7 \cdot 0,12 + 0,42 \cdot 1,18 + 5,61 \cdot 0,3 + 39,7 \cdot 0,38 + 5,61 \cdot 1,00 + 0,42 \cdot 0,30 + 39,7 \cdot 0,08)}{0,7 \cdot 0,3 + 0,85 \cdot 0,38 + 1 \cdot 1,00 + 0,85 \cdot 0,16 + 0,7 \cdot 0,9 + 0,7 \cdot 0,3 + 0,6 \cdot 0,08}} \rightarrow$$

$$= \sqrt{\left(\frac{92,83 \cdot 10^4}{12,45} \right)} = 273 \ \text{А}.$$

Приведем полученное значение $I_{\dot{y},62}$, к номинальному $\text{ПВ}_н = 60 \%$ для предварительно выбранного двигателя:

$$I_{\dot{y},60} = I_{\dot{y},62} \sqrt{\hat{I\ddot{A}}_{\text{дв}} / \hat{I\ddot{A}}_н} = 273 \sqrt{62 / 60} = 277 \ \text{А}.$$

Проверка показала, что предварительно выбранный двигатель практически полностью используется в тепловом отношении, так как отличие между эквивалентным током $I_{э,60}$ и номинальным током I_n не более 3 %.

Пример 30

Для режима работы электропривода S5 при ПВ = 40 % следует выбрать короткозамкнутый асинхронный двигатель режима S1 с паспортными данными: $P_n = 28$ кВт, $U_n = 380/220$ В, $n_n = 965$ об/мин, $\eta_n = 0,86$. Требуется определить допустимое число включений двигателя, при котором он полностью использовался бы в тепловом отношении. Время пуска и торможения составляет $t_{п} = t_{т} = 1,5$ с, потери мощности при пуске и торможении $\Delta P_n = \Delta P_t = 3\Delta P_n$, статическая мощность нагрузки в установившемся режиме $P_{с,уст} = 0,7P_n$, коэффициент ухудшения охлаждения $\beta_0 = 0,5$ и коэффициент потерь $\alpha = 1$. Построить упрощенный расчетный график движения электропривода.

Решение

Определим номинальные потери в двигателе:

$$\Delta \dot{E}_1 = \dot{E}_1 (1 - \eta) / \eta = 28000(1 - 0,86) / 0,86 = 4558 \text{ Вт}.$$

Потери энергии при пуске торможении в соответствии с заданными условиями:

$$\Delta \dot{A}_1 + \Delta \dot{A}_0 = 3 \cdot 4558 \cdot 2 \cdot 1,5 = 41023 \text{ Вт} \cdot \text{с}.$$

Потери энергии в установившемся режиме при нагрузке $P_{с,уст} = 0,7P_n$:

$$\Delta \dot{E} = \Delta \dot{E}_{в,с} [\alpha + (\dot{E}_{н,оно} / \dot{E}_1)^2] = 2279[1 + 0,7^2] = 3395,7 \text{ Вт},$$

где $\Delta P_{в,н} = \Delta P_n / 2 = 2279$ Вт, так как $\alpha = 1$.

Допустимое число включений двигателя

$$\begin{aligned} h_{\text{дв}} &\approx 3600 \frac{(\Delta P_{\text{н}} - \Delta P) \varepsilon + \Delta P_{\text{н}} \beta_0 (1 - \varepsilon)}{0,97(\Delta \dot{A}_1 + \Delta \dot{A}_0)} = \\ &= 3600 \frac{(4558 - 3395,7)0,4 + 4558 \cdot 0,5(1 - 0,4)}{0,97 \cdot 41023} \approx 166. \end{aligned}$$

При найденном $h_{\text{доп}} = 166$ время цикла составит $t_{\text{ц}} = 3600/h_{\text{доп}} = 21,7$ с. Соответственно, время работы и время паузы составят:

$$t_{\text{д}} = t_{\text{д}} \varepsilon = 21,7 \cdot 0,4 = 8,68 \text{ с} \quad t_0 = t_{\text{д}} (1 - \varepsilon) = 21,7(1 - 0,4) = 13,02 \text{ с}.$$

Время установившегося режима составит: $t_{уст} = t_p - (t_n + t_r) = 5,68 \text{ с.}$

На рис. 10.33 построен упрощенный расчетный график движения электропривода.

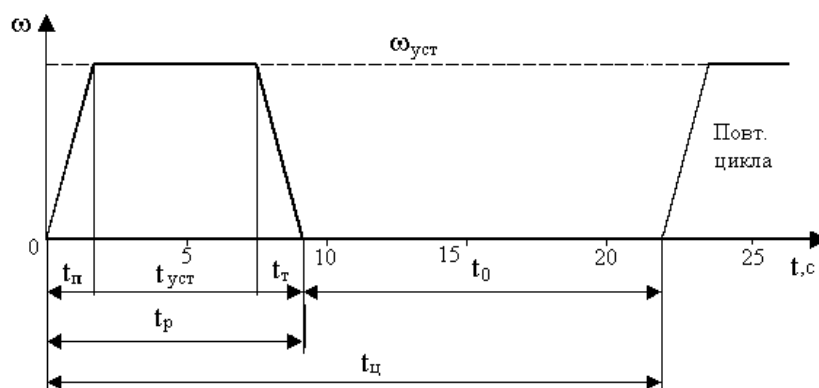


Рис. 10.33. Упрощенный расчетный график движения электропривода

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Термины и определения в электроприводе. ГОСТ Р50369–92. — М.: Изд-во стандартов, 1993. — 14 с.
2. Ильинский Н.Ф. Общий курс электропривода / Н.Ф. Ильинский, В.Ф. Козаченко. — М.: Энергоатомиздат, 1992. — 544 с.
3. Ключев В.И. Теория электропривода: учебник для вузов. — 2-е изд. — М.: Энергоатомиздат, 2001. — 704 с.
4. Ковчин С.А. Теория электропривода. — СПб.: Энергоатомиздат, 2004. — 496 с.
5. Москаленко В.В. Автоматизированный электропривод: учебник для вузов. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — 416 с.
6. Москаленко В.В. Электрический электропривод: учебное пособие для сред. проф. образования. — М.: Издательский центр «Академия», 2005. — 368 с.
7. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. — М.: Изд. Центр «Академия», 2006. — 272 с.
8. Чиликин М.Г. и др. Основы автоматизированного электропривода. — М.: Энергия, 1974. — 568 с.
9. Белов М.П. Инжиниринг электроприводов и систем автоматизации: учебное пособие под ред. В.А. Новикова, Л.Н. Чернигова. — М.: Изд. центр «Академия», 2006. — 368 с.
10. Онищенко Г.Б. Автоматизированный электропривод промышленных установок: учебное пособие. — М.: РАСХН, 2001. — 520 с.
11. Онищенко Г.Б. Электрический привод: учебник для студ. высш. учеб. заведений. — М.: Изд. центр «Академия», 2006. — 288 с.
12. Электротехника: учебное пособие для вузов в 3-х книгах. Книга III. Электроприводы. Электроснабжение / под ред. П.А. Бутырина, Р.Х. Гафиятуллина, А.Л. Шестакова. — Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2005. — 639 с.
13. Сим Б.М. Электрический привод: учебно-практическое пособие. — «Комсомольский на Амуре гос. техн. ун-т», 2002. — 163 с.
14. Справочник по электрическим машинам: в 2-х т. / под общ. ред. И.П. Копылова, Б.К. Клокова. — М.: Энергоатомиздат, 1989. — 688 с.
15. Вешеневский С.Н. Характеристики двигателей в электроприводах. — М.: Энергия, 1977. — 432 с.
16. Чернышев А.Ю., Кояин Н.В. Проектирование электрических приводов: учебно-методическое пособие. — Томск: Изд-во ТПУ, 2005. — 120 с.

Учебное издание

БЕКИШЕВ Рудольф Фридрихович
ДЕМЕНТЬЕВ Юрий Николаевич

ОБЩИЙ КУРС ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Учебное пособие

Редактор *Е.О. Фукалова*
Компьютерная верстка *О.Ю. Аршинова*
Дизайн обложки *Т.А. Фатеева*


Подписано к печати 02.03.2010. Формат 60х84/16. Бумага «Снегурочка».
Печать XEROX. Усл. печ. л. 17,56. Уч.-изд. л. 15,89.
Заказ 243-10. Тираж 100 экз.

Национальный исследовательский Томский политехнический университет
Система менеджмента качества



Томского политехнического университета сертифицирована
NATIONAL QUALITY ASSURANCE по стандарту ISO 9001:2008



ИЗДАТЕЛЬСТВО  ТПУ . 634050, г. Томск, пр. Ленина, 30. Тел./факс: 8(3822) 56-35-35, www.tpu.ru