МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ, МЕХАНИКИ И ОПТИКИ

А.А. Усольцев

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ПРИВОД

Учебное пособие



Санкт-Петербург

2012

Усольцев А.А. Электрический привод/Учебное пособие. СПб: НИУ ИТМО, 2012, - 238 с.

Пособие содержит основные положения теории электропривода, его механики, свойств и характеристик основных типов электродвигателей, режимов работы, динамики и основ выбора мощности двигателей, а также основные способы управления современными электроприводами.

Пособие предназначено для студентов электромеханических специальностей ВУЗОВ.

Рекомендовано к печати учёным советом факультета компьютерных технологий и управления, 14.02.2012, протокол №2.



В 2009 году Университет стал победителем многоэтапного конкурса, в результате которого определены 12 ведущих университетов России, которым присвоена категория «Национальный исследовательский университет». Министерством образования и науки Российской Федерации была утверждена программа его развития на 2009–2018 годы. В 2011 году Университет получил наименование «Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики».

© Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики, 2012

© А.А. Усольцев, 2012



Введение

Понятие электрический привод или электропривод имеет двойное значение. Во-первых, это устройство, предназначенное для приведения в движение рабочего органа машин и механизмов и состоящее из электродвигателя, передаточного устройства, преобразовательного устройства и устройства управления (рис. В1, *a*). Во-вторых, это сам процесс приведения в движение рабочего органа посредством преобразования электрической энергии.

Электропривод относится к области электротехники, связанной с механическим применением электрической энергии, т.е. к разделу электромеханики. Электропривод является конечным звеном систем передачи механической энергии на расстояние, которые включают в себя источник механической энергии, электромеханический преобразователь (электрогенератор), систему передачи и распределения электрической энергии и, наконец, электропривод.



Рабочий орган или исполнительный механизм рабочих машин это устройство, предназначенное для формирования требуемых механических воздействий или перемещений. Одна рабочая машина может иметь несколько рабочих органов.

В зависимости от способа распределения энергии по механизмам или рабочим органам электроприводы могут быть групповыми, одиночными, многодвигательными и взаимосвязанными.



К групповому электроприводу относятся приводы, в которых движение нескольких связанных механической трансмиссией исполнительных механизмов осуществляется одним двигателем (рис. В1, б). Групповой электропривод исторически пришёл на смену приводу от паровой машины и в настоящее время практически не применяется. Наиболее распространённым является одиночный или индивидуальный электропривод, в котором каждый механизм приводится в движение отдельным двигателем (рис. В1, в). Достоинствами одиночных приводов являются упрощение передаточных устройств и возможность независимого управления каждым механизмом по каналу электропитания. Недостатками этих приводов являются более высокая стоимость и более низкие энергетические показатели (КПД и соѕф), связанные с меньшей мощностью отдельных электродвигателей, входящих в систему привода. Тем не менее, в настоящее время почти исключительно применяется этот тип приводов, т.к. за счёт упрощения трансмиссии и возможности индивидуального регулирования потери мощности в электродвигателе с избытком компенсируются повышением КПД механизма в целом. Принцип построения рационального электропривода, сформулированный на Международной энергетической конференции в 1930 г., гласит, что в любом технологическом процессе место преобразования электрической энергии в механическую должно быть как можно ближе к последнему рабочему валу машины.

Если в рабочей машине используется несколько одиночных электроприводов, то такой привод называется многодвигательным. При этом между отдельными приводами может быть электрическая или механическая связь, обеспечивающая заданный закон взаимодействия исполнительных механизмов (рис. В1, *г*). В этом случае многодвигательные электроприводы относят к категории взаимосвязанных. Они находят применение в сложных установках в металлургической, металлообрабатывающей, бумагоделательной и других отраслях промышленности.

В России практическое применение электроприводов началось с 30-х годов XIX века, а в начале XX века уже были заложены основы теории электропривода. Одной из первых фундаментальных работ в этой области был труд П.Д. Войнаровского и В.В. Дмитриева «Электрическая передача и распределение механической энергии», выпущенный Петербургским электротехническим институтом имени Александра III в 1900-1903 г.г. За прошедшие сто лет теория, практика и элементная база систем электроприводов значительно изменились. Современные задачи анализа и синтеза электроприводов требуют применения комплекса знаний в области механики, электрических цепей, электрических машин, электроники, автоматического управления и вычислительной техники. Причём цифровая вычислительная техника в современном приводе используется не только как база для построения систем управления, но также как незаменимый инструмент для расчёта и моделирования.



1. Механика электропривода

1.1. Расчётные схемы механической части привода

В общем случае двигатель приводит в действие исполнительный механизм через механическую передачу, элементы которой движутся с различными скоростями, при этом часть из них может перемещаться поступательно, а другие совершают вращательное движение. В некоторых случаях движение механизма сопровождается изменением соотношений скоростей движения элементов кинематической цепи и/или изменением их масс.

Каждый элемент кинематической цепи обладает упругостью, т.е. деформируется под нагрузкой. Кроме того, между отдельными элементами могут



быть зазоры. Если учитывать все эти явления, то расчёт динамики будет возможен только численными методами и полученный результат позволит сделать какие-либо не обобщения, на основе которых строится теория электропривода. Для изучения общих закономерностей кинематические схемы механической части приводов упрощаются. В них не учитываются малые зазоры и связи с большой жёстко-

стью. Это позволяет свести расчётную схему к трёхмассовой или двухмассовй системе тел с эквивалентными упругими связями. Кроме того, координаты движения всех тел приводятся к одной из осей вращения. Обычно такой осью является ось электродвигателя (рис. 1.1, a и δ).

В большинстве практических инженерных задач можно вообще пренебречь малыми зазорами и упругостями и считать механические связи абсолютно жёсткими. В этом случае координаты движения любого элемента системы дают полную информацию о движении всех остальных элементов. Поэтому после приведения всех координат к оси вала двигателя кинематическая схема преобразуется в жёсткое соединение двух вращающихся элементов (рис. 1.1, *в*).

1.1.1. Приведение статических моментов и усилий



При преобразовании кинематических схем возможны следующие случаи:

- приведение координат однородных движений элементов, т.е. вращательного движения к вращательному или поступательного к поступательному;
- приведение координат разнородных движений элементов, т.е. вращательно-



го движения к поступательному или наоборот.

Рассмотрим простейший механизм лебёдки, кинематическая схема которого показана на рис. 1.2. Здесь двигатель соединён с барабаном лебёдки одноступенчатой зубчатой передачей.

В статическом режиме при отсутствии потерь в передаче мощность на валу барабана равна мощности на валу двигателя, т.е.

$$M_{\rm 6}\omega_{\rm 6}=M_{\rm 6}'\omega_{\rm m}=M_{\rm c}\omega_{\rm m},$$

где: $M_6 = G_r D/2 = m_r g D/2$ – статический момент, создаваемый на валу барабана грузом весом G_r ; $M_c = M'_6$ – статический момент на валу барабана, приведённый к валу двигателя; ω_6 ; ω_{π} – угловые скорости вращения барабана и двигателя.

Отсюда приведённый статический момент будет:

$$M_c = M_6 \frac{\omega_6}{\omega_{\pi}} = M_6 \frac{1}{j}, \qquad (1.1)$$

где $j = \frac{\omega_{\pi}}{\omega_{6}}$ – передаточное число от барабана к двигателю.

При наличии между двигателем и исполнительным механизмом *n* передач условие инвариантности мощности имеет вид

$$M_{c}\omega_{\pi} = M_{1}\omega_{1} = M_{2}\omega_{2} = \dots = M_{n}\omega_{n}.$$
 (1.2)

Разделив это выражение на угловую скорость вращения двигателя ω_д, получим выражение для приведённого статического момента *n*-го вала

$$M_{c} = M_{n}' = M_{n} \frac{\omega_{n}}{\omega_{n}} =$$

$$= M_{n} \omega_{n} \cdot \frac{\omega_{1}}{\omega_{1}} \cdot \frac{\omega_{2}}{\omega_{2}} \cdot \dots \cdot \frac{\omega_{n-1}}{\omega_{n-1}} \cdot \frac{1}{\omega_{n}} = M_{n} \frac{\omega_{1}}{\omega_{n}} \cdot \frac{\omega_{2}}{\omega_{1}} \cdot \dots \cdot \frac{\omega_{n}}{\omega_{n-1}} = \frac{M_{n}}{j_{1}j_{2}\dots j_{n}} = \frac{M_{n}}{j_{1n}} \cdot \frac{M_{n}}{j_{1n}} =$$
(1.3)

где $j_k = \frac{\omega_{k-1}}{\omega_k}$ – передаточное число от (k-1)-го к k-му валу; $j_{1n} = \prod_{k=1}^n j_k$ – полное

передаточное число от *n*-го вала к двигателю.

Во всех механических передачах имеются потери энергии, связанные с трением в опорах и точках контакта движущихся тел. Если эти потери учесть коэффициентом полезного действия каждой передачи, то условие (1.2) примет вид

$$M_c \omega_{\pi} = \frac{M_1 \omega_1}{\eta_1} = \frac{M_2 \omega_2}{\eta_1 \eta_2} = \dots = \frac{M_n \omega_n}{\eta_1 \eta_2 \dots \eta_n}.$$
 (1.4)

где η_k – КПД *k* - й передачи. Выполнив преобразования, аналогичные (1.3), получим выражение для приведённого статического момента

$$M_{c} = M_{n}' = M_{n} \frac{\omega_{n}}{\omega_{\pi} (\eta_{1} \eta_{2} \dots \eta_{n})} = \frac{M_{n}}{j_{1n} \eta_{1n}}.$$
 (1.5)



где $\eta_{1n} = \prod_{k=1}^{n} \eta_k$ – полный КПД передачи от *n*-го вала к двигателю.

Таблица 1.1

Коэффициенты полезного действия кинематических пар.

Вид пары	η
Фрикционная	0,900,95
Плоскоременная	0,970,98
Клиноременная	0,920,97
Зубчатая	
цилиндрическая	0,900,98
червячная	0,700,92
волновая	0,700,90
Цепная	0,960,98
Винт-гайка	≤0,7
Шариковинтовая	≈0,9

Из выражения (1.5) следует, что для определения приведённого статического момента знание передаточных чисел отдельных кинематических звеньев не требуется, если известны угловые скорости двигателя и *n*-го вала. В то же время, учёт КПД всех передач в кинематической цепи от *n*-го вала до двигателя совершенно необходим.

При работе двигателя в тормозном режиме потери в передачах будут покрываться со стороны механизма и приведённый момент будет меньше –

$$M_{c} = M_{n}' = M_{n} \frac{\eta_{n}}{j_{1n}}.$$
 (1.6)

В случае приведения поступательного движения *n*-го звена, перемещающегося со скоростью v_n и создающего усилие F_n , к поступательному движению, например, ротора^{*} линейного двигателя, перемещающемуся со скоростью v_n , условие инвариантности мощности и приведённое статическое усилие имеют вид

$$F_c v_{\mu} = F'_n v_{\mu} = F_n v_n \implies F_c = F'_n = F_n \frac{v_n}{v_{\mu}}$$

При приведении статического усилия F_n к скорости вращения вала двигателя ω_n получим

$$M_{c}\omega_{\mu} = F_{n}v_{n} \implies M_{c} = F_{n}\frac{v_{n}}{\omega_{\mu}}$$
(1.7)

или с учётом КПД передачи

$$M_{c}\omega_{\mu} = F_{n}v_{n}/\eta_{1n} \implies M_{c} = F_{n}\frac{v_{n}}{\omega_{\mu}\eta_{1n}}$$
(1.8)

^{*} понятие «ротор» по аналогии с двигателями вращательного движения используется и в линейных двигателях, несмотря на то, что подвижная часть совершает поступательное движение

Отношение $\tilde{r}_n = v_n / \omega_{\alpha}$ имеет размерность длины и может рассматриваться как некоторый радиус приведения усилия F_n . Тогда выражение (1.9) можно представить в виде

$$M_c = F_n \tilde{r}_n \frac{1}{\eta_{1n}}.$$
(1.9)

Суммарный статический момент нагрузки, приведённый к валу двигателя, в общем виде можно представить как

$$M_{c} = \sum_{k=1}^{p} \frac{M_{k}}{j_{1k} \eta_{1k}} + \sum_{i=1}^{q} F_{i} \tilde{r}_{i} / \eta_{1i} . \qquad (1.10)$$

В качестве примера определим статический момент сопротивления на валу двигателя $M_c = M_{\rm g}$, создаваемый грузом массой $m_{\rm r}$, поднимаемым лебёдкой на рис. 1.2 со скоростью $v_{\rm r}$.

Угловая скорость барабана лебёдки равна $\omega_6 = \frac{2v_r}{D}$, а момент, создаваемый грузом с учётом КПД барабана $\eta_6 - M_6 = \frac{G_r D}{2\eta_6} = \frac{m_r g D}{2\eta_6}$. Приведённый момент сопротивления на валу двигателя определим из выражения (1.1) с учётом КПД зубчатой передачи η_{12}

$$M_{c} = M_{6} \frac{\omega_{6}}{\omega_{\pi} \eta_{12}} = \frac{m_{r}gD}{2\eta_{6}} \cdot \frac{\omega_{6}}{\omega_{\pi} \eta_{12}} = \frac{m_{r}gD}{2\eta_{6}} \cdot \frac{2v_{r}}{\omega_{\pi} \eta_{12}D} = m_{r}g \frac{v_{r}}{\omega_{\pi} \eta_{6} \eta_{12}}$$

Таким образом, при подробном поэтапном решении мы получили выражение соответствующее (1.9). Как и следовало ожидать, в него не входит передаточное число зубчатой пары $j = \omega_{\pi}/\omega_{6}$, но полный КПД равен произведению КПД барабана и зубчатой передачи – $\eta_{1n} = \eta_{6}\eta_{12}$, т.е. он учитывает КПД всех последовательных звеньев кинематической цепи от точки приложения усилия до вала двигателя.

Это не означает, что диаметр барабана *D* и передаточное число зубчатой пары *j* можно выбирать произвольно. Эти величины должны иметь вполне определённые значения для обеспечения заданной скорости движения груза. Однако для расчёта величины приведённого момента они несущественны.

1.1.2. Приведение маховых масс

При рассмотрении вращательного движения тела очень важной величиной, определяющей кинетическую энергию, является момент инерции тела относительно оси вращения. Для материальной точки массой *m*, находящейся на расстоянии *r* от оси вращения, он равен

$$J = mr^2$$

Для системы жёстко связанных *n* материальных точек он определяется как сумма:

$$J = \sum_{k=1}^{n} m_k r_k^2$$
 (1.11)

а для сплошного тела как интеграл

$$J = \int_{V} r^2 dm. \qquad (1.12)$$

В практических расчётах момент инерции тела обычно выражают как произведение его массы *m* на квадрат радиуса инерции ρ, т.е.

$$J = m\rho^2. \tag{1.13}$$

Таблица 1.2.

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ

Радиусы инерции простейших геометрических тел



ρ₀ – радиус инерции произвольного тела относительно оси, проходящей через центр тяжести

Радиусом инерции называют расстояние от оси вращения до центра тяжести материальной точки с массой равной массе тела, при котором удовлетворяется равенство

$$J = \sum_{k=1}^{n} m_k r_k^2 = m\rho^2, \qquad (1.14)$$

где *т* – суммарная масса тела.

Иногда в справочной литературе вместо момента инерции приводят маховый момент, обозначаемый как GD^2 . Он равен:

$$GD^2 = m(2\rho)^2 = 4J$$

где G = m – масса вращающихся тел в κ_{2} , а $D = 2\rho$ – двойной радиус инерции в *м*. Таким образом, маховый момент измеряется в тех же единицах, что и момент инерции, т.е. в $\kappa_{2} \cdot m^{2}$, и равен его четырёхкратному значению.

Значения радиусов инерции простейших тел даны в табл. 1.1. Для простых геометрических тел момент инерции можно определить как сумму моментов инерции отдельных элементов относительно оси вращения. Например, момент инерции маховика равен сумме моментов инерции обода, спиц и втулки. Обод и втулка представляют собой полые цилиндры, а спицы – стержни. Упрощённо



На рис. 1.3, а показана кинематическая схема привода, включающая двига-



тель Дв, трёхступенчатый редуктор и исполнительный механизм ИМ. Четыре вала привода обладают различными моментами инерции и вращаются с различными скоростями.

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ

Определим полную кинетическую энергию маховых масс двигателя, редуктора и исполнительного механизма

$$\frac{J\omega_{\pi}^{2}}{2} = \frac{J_{1}\omega_{1}^{2}}{2} + \frac{J_{2}\omega_{2}^{2}}{2} + \frac{J_{3}\omega_{3}^{2}}{2} + \frac{J_{M}\omega_{M}^{2}}{2}, \qquad (1.15)$$

где: $J_{\mu}, J_{\mu}, J_{1} = J_{\mu} + J_{\mu}, J_{2}, J_{3}, J_{\mu}$ – моменты инерции двигателя, шестерни на первом валу редуктора, второго и третьего валов редуктора и исполнительного механизма соответственно;

 $\omega_{_{\rm H}} = \omega_{_1}, \omega_{_2}, \omega_{_3}, \omega_{_{\rm M}}$ – угловые скорости вращения двигателя, валов редуктора и исполнительного механизма;

 J' – момент инерции, соответствующий суммарной кинетической энергии системы при скорости вращения двигателя, т.е. момент инерции системы, приведённый к валу двигателя.

Уравнение (1.15) нетрудно распространить на произвольное число ступеней редуктора *n*

$$\frac{J\omega_{\pi}^{2}}{2} = \frac{J_{1}\omega_{1}^{2}}{2} + \frac{J_{2}\omega_{2}^{2}}{2} + \dots + \frac{J_{n}\omega_{n}^{2}}{2} + \frac{J_{M}\omega_{M}^{2}}{2}$$

и найти приведённый момент инерции J', т.е. такой момент инерции, который соответствует кинетической энергии всей системы тел при вращении со скоростью вала двигателя

$$J = J_{1} + J_{2} \frac{\omega_{2}^{2}}{\omega_{1}^{2}} + J_{3} \frac{\omega_{3}^{2}}{\omega_{1}^{2}} + \dots + J_{M} \frac{\omega_{M}^{2}}{\omega_{1}^{2}} =$$

$$= J_{1} + J_{2} \frac{1}{j_{12}^{2}} + J_{3} \frac{1}{j_{13}^{2}} + \dots + J_{M} \frac{1}{j_{1M}^{2}} =$$

$$= J_{1} + J_{2}' + J_{3}' + \dots + J_{M}' = J_{1} + J_{\Sigma}'$$
(1.16)

где: $j_{12}, j_{13}...j_{1n}, j_{1M}$ – передаточные числа между валом двигателя и валами, соответствую-

щими числам индексов;



$$J'_{2} = J_{2} / j^{2}_{12}, J'_{3} = J_{3} / j^{2}_{13} \dots J'_{M} = J_{M} / j^{2}_{1M}$$
 – приведённые моменты инерции от-
дельных звеньев;

 $J'_{\Sigma} = J'_{2} + J'_{3} + \ldots + J'_{n} + J'_{M}$ – суммарный приведённый момент инерции звеньев, вращающихся со скоростями, отличающимися от скорости вращения двигателя.

Очевидно, что для маховых моментов также справедливы соотношения (1.16)

$$GD_{\rm np}^2 = GD_{\rm g}^2 + GD_{\rm l}^2 + GD_{\rm 2}^2 \frac{1}{j_{12}^2} + GD_{\rm 3}^2 \frac{1}{j_{13}^2} + \dots + GD_{\rm n}^2 \frac{1}{j_{1n}^2} + GD_{\rm M}^2 \frac{1}{j_{1M}^2}.$$
 (1.17)

Приведение масс, движущихся поступательно, также осуществляется на основании равенства кинетических энергий

$$\frac{J'\omega_{\pi}^2}{2} = \frac{mv^2}{2} \Longrightarrow J' = m\left(\frac{v}{\omega_{\pi}}\right)^2 = m\tilde{r}^2$$
(1.18)

Тогда, если механизм имеет поступательно движущиеся элементы, то суммарный приведённый к валу двигателя момент инерции будет равен:

$$J = J_{1} + J_{2} / j_{12}^{2} + J_{3} / j_{13}^{2} + \dots$$

+ $J_{M} / j_{1M}^{2} + m_{1} (v_{1} / \omega_{\pi})^{2} + m_{2} (v_{2} / \omega_{\pi})^{2} + \dots =$ (1.19)
= $J_{1} + \sum_{k=2}^{p} J_{k} / j_{1k}^{2} + \sum_{i=1}^{q} m_{i} \tilde{r}_{i}^{2}$

где $m_1, v_1, \tilde{r}_1, m_2, v_2, \tilde{r}_2 \dots$ – массы, линейные скорости и радиусы приведения элементов, движущихся поступательно.

1.1.3. Приведение жёсткостей связей

При передаче моментов и усилий элементы кинематической цепи привода деформируются. Величина деформации в соответствии с законом Гука пропорциональна передаваемому усилию, а её характер зависит от конструкции звена. Зубья шестерён изгибаются, валы скручиваются, цепи и тросы растягиваются. В конечном счете, это приводит к угловым или линейным перемещениям.

При рассмотрении задачи приведения моментов и усилий к валу двигателя были введены понятия передаточного числа и радиуса приведения:

$$j_{1n} = \omega_1 / \omega_n \quad \text{if } \tilde{r}_{1n} = v_n / \omega_1. \tag{1.20}$$

Угловая и линейная скорости движения являются производными от соответствующих перемещений по времени. Пользуясь выражениями (1.20), соотношения перемещений можно представить как:

$$j_{1n} = \frac{d\varphi_1}{dt} \cdot \frac{dt}{d\varphi_n} = \frac{d\varphi_1}{d\varphi_n} \quad \text{if } \tilde{r}_{1n} = \frac{dl_n}{dt} \cdot \frac{dt}{d\varphi_1} = \frac{dl_n}{d\varphi_1}$$

При линейных кинематических связях $j_{1n} = \text{const}$ и $\tilde{r}_{1n} = \text{const}$, поэтому формулы приведения перемещений имеют вид



$$j_{1n} = \frac{\phi_1}{\phi_n} = \frac{\phi'_n}{\phi_n} \Leftrightarrow \phi'_n = \phi_n j_{1n}; \quad \tilde{r}_{1n} = \frac{l_n}{\phi_1} = \frac{l_n}{\phi'_n} \Leftrightarrow \phi'_n = l_n / \tilde{r}_{1n}$$
(1.21)

Рассмотрим кинематическую цепь привода на рис. 1.4, *а*. Она состоит из двигателя *Дв*, соединённого с исполнительным механизмом *ИМ* двухступенчатым редуктором. Все элементы кинематической цепи обозначены номерами. Закрепим жёстко вал *ИМ* и приложим со стороны двигателя момент *M*. В результате деформации его вал повернётся на угол

$$\varphi = M / c$$
,

где $c = M / \phi$ – жёсткость всей кинематической цепи в *Нм/рад*, равная вращающему моменту, необходимому для закручивания вала на один радиан.

Угол ф является суммой углов закручивания всех элементов кинематической цепи, т.е.

$$\varphi = \varphi_{12} + \varphi_{23} + \varphi'_{34} + \varphi'_{45} + \varphi'_{56}, \qquad (1.20)$$

где ϕ'_{pq} – углы закручивания связей между элементами *p* и *q*, приведённые к валу двигателя.



На вал, соединяющий двигатель и первое зубчатое колесо, а также на зубчатую пару первого и второго колеса действует момент двигателя М. Деформация обоих элементов происходит относительно одной и той же оси, поэтому $\phi_{12}=M\,/\,c_{12}$ и $\phi_{23}=M\,/\,c_{23}$. Момент, действующий на вал между третьим и четвёртым колесом, равен $M_{34} = M \cdot j_{23} = M \cdot j_{13}$, поэтому истинный угол его закручивания равен $\phi_{34} = \dot{M}_{34} / c_{34}$, а угол, приведённый к валу двигателя $\phi'_{34} = \phi_{34} j_{13} = M_{34} j_{13} / c_{34} = M \cdot j_{13}^2 / c_{34}$.

Так как третье и четвёртое колесо соединены общим валом, то угол закру-
чивания в паре четвёртого и пятого колёс приводится к валу двигателя анало-
гичным передаточным числом, т.е.
$$\phi'_{45} = M \cdot j_{13}^2 / c_{45}$$
.

Угол закручивания вала *ИМ* с учётом момента $M_{56} = M \cdot j_{23} \cdot j_{45} = M \cdot j_{15}$, действующего на эту связь, равен $\varphi_{56} = M_{56}/c_{56} = M \cdot j_{15}/c_{56}$. Тогда приведённый угол – $\varphi'_{56} = \varphi_{56}j_{15} = M \cdot j_{15}^2/c_{56}$.

Подставляя полученные углы деформации в (1.20), получим

$$\varphi = \frac{M}{c} = M\left(\frac{1}{c_{12}} + \frac{1}{c_{23}} + \frac{j_{13}^2}{c_{34}} + \frac{j_{13}^2}{c_{45}} + \frac{j_{15}^2}{c_{56}}\right) = M\left(\frac{1}{c_{12}} + \frac{1}{c_{23}} + \frac{1}{c_{34}'} + \frac{1}{c_{45}'} + \frac{1}{c_{56}'}\right).$$

Отсюда жёсткость всей кинематической цепи на рис. 1.4, а



ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ

Обобщая (1.21) на произвольное число *n* звеньев с учётом того, что $j_{12} = j_{12}^2 = 1$ и $c'_{12} = c_{12} / j_{12}^2 = c_{12}; c'_{23} = c_{23} / j_{12}^2 = c_{23}$, получим

$$\frac{1}{c} = \sum_{k=2}^{n} \frac{1}{c'_{(k-1)k}} \Leftrightarrow c = \left(\sum_{k=2}^{n} \frac{1}{c'_{(k-1)k}}\right)^{2}, \qquad (1.22)$$

где $c'_{(k-1)k} = c_{(k-1)k} / j_{1(k-1)}^2$ – приведённая жесткость связи, а $j_{1(k-1)}$ – передаточное число кинематической цепи между точкой расположения упругой связи и валом приведения, в данном случае валом двигателя.

Предположим теперь, что связи в кинематической схеме привода абсолютно жёсткие, а исполнительным механизмом является лебёдка с упругим тросом, жёсткость которого равна *с*. Эта схема приведена на рис. 1.4, *б*.

Закрепим жёстко конец троса и приложим к валу двигателя момент M. Вращающий момент на валу барабана будет равен $M_6 = M \cdot j_{23} j_{45} = M \cdot j_{15}$ и будет уравновешиваться моментом, создаваемым силой натяжения троса $M_6 = F \cdot D/2 = \Delta l \cdot cD/2$, где Δl – удлинение троса под действием силы F. В результате вал барабана повернётся на угол $\Delta \phi_6 = 2\Delta l/D$, а вал двигателя на угол $\Delta \phi_{\pi} = \Delta \phi_6 j_{15} = 2\Delta l \cdot j_{15}/D = M/c'$, где c' – приведённая жесткость троса. Приравнивая вращающие моменты, действующие на барабан лебёдки, получим выражение для удлинения троса

$$\Delta l = \frac{2M \cdot j_{15}}{cD}$$

и для угла поворота вала двигателя

$$\Delta \varphi_{\rm A} = \frac{4M \cdot j_{15}^2}{cD^2} = \frac{M}{c'}$$

а затем выражение для жёсткости троса, приведённой к валу двигателя

$$c' = c \left(\frac{D}{2j_{15}}\right)^2 = c\tilde{r}^2,$$
 (1.23)

где $\tilde{r} = \frac{D}{2j_{15}}$ – радиус приведения

Из выражения (1.23) следует, что при растяжении приведённая жесткость деформируемого звена вычисляется также как при кручении через квадрат передаточного числа всех звеньев до вала двигателя. Но кроме этого для приведения используется квадрат некоторой величины D/2, имеющей размерность длины, которая в данном примере имеет вполне ясный физический смысл, т.к. представляет собой радиус барабана лебёдки.



1.1.4. Получение расчётной схемы кинематической цепи



Рассмотрим задачу получения расчётной кинематической схемы на примере привода лебёдки на рис. 1.5, a. Он состоит из двигателя Д e, соединённого клиноременной передачей с трёхступенчатым редуктором P, на выходном валу которого установлен барабан диаметром D. На конце троса лебёдки подвешен груз весом Gперемещаемый со скоростью v.

Ременная передача и трос лебёдки обладают жесткостями c_1 и c_2 значительно меньшими, чем жёсткость валов и зубчатых пар редуктора.

Передаточное число ременной передачи равно отношению диаметров шкивов

$$j_{12} = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{D_1}{D_2}, \qquad (1.24)$$

а передаточные числа ступеней редуктора отношению соответствующих чисел зубьев:

$$j_{23} = \frac{\omega_3}{\omega_2} = \frac{z_2}{z_3}; \ j_{34} = \frac{\omega_4}{\omega_3} = \frac{z_3}{z_4}; \ j_{45} = \frac{\omega_5}{\omega_4} = \frac{z_4}{z_5},$$
(1.25)

Моменты инерции на рис. 1.5, *а* соответствуют индексам пяти осей вращения, относительно которых они определены. Для приведения этих значений к оси двигателя *l* нужно воспользоваться выражениями (1.16). Тогда

$$J_{1}' = J_{1} = J_{\pi} + J_{m1}; J_{2}' = \frac{J_{2}}{j_{12}^{2}}; J_{3}' = \frac{J_{3}}{j_{13}^{2}}; J_{4}' = \frac{J_{4}}{j_{14}^{2}}; J_{5}' = \frac{J_{5}}{j_{15}^{2}}, \qquad (1.26)$$

где: $J_{_{\rm I\!I}}$ и $J_{_{\rm I\!I\!I}}$ – моменты инерции ротора двигателя и шкива ременной передачи на его валу;

 $j_{13} = j_{12}j_{23}; j_{14} = j_{12}j_{23}j_{34}; j_{15} = j_{12}j_{23}j_{34}j_{45}$ – передаточные числа к валу двигателя.

Момент инерции груза, приведённый к валу двигателя, в соответствии с (1.18) равен:

$$J'_G = \frac{G}{g} \left(\frac{v}{\omega_1}\right)^2. \tag{1.27}$$

Приведённый момент инерции жёстко связанных звеньев, расположенных между упругими связями, образуемыми ременной передачей и тросом лебёдки равен

$$J_{25}' = J_2' + J_3' + J_4' + J_5'.$$
(1.26)



Угол деформации ремней передачи равен углу поворота шкива на валу двигателя, поэтому коэффициент приведения жёсткости этой связи равен единице, т.е. $c'_1 = c_1$. Жёсткость троса лебёдки приводится к валу двигателя в соответствии с выражением (1.23)

$$c_2' = c_2 \left(\frac{D}{2j_{15}}\right)^2. \tag{1.27}$$

Определим теперь статический момент, приведённый к валу двигателя. На первый вал (вал двигателя) при вращении действует момент трения в опорах, о воздух и на шкиве ременной передачи M_{cl} .

На стальные валы действуют моменты трения в опорах и в связях, которые можно привести к валу двигателя в соответствии с (1.5):

$$M'_{c2} = \frac{M_{c2}}{j_{12}\eta_{12}}; M'_{c3} = \frac{M_{c3}}{j_{13}\eta_{13}}; M'_{c4} = \frac{M_{c4}}{j_{14}\eta_{14}}; M'_{c5} = \frac{M_{c5}}{j_{15}\eta_{15}},$$

где η_{12} – КПД ременной передачи; η_{23} , η_{34} , η_{45} – КПД зубчатых передач. Отсюда приведённый статический момент, создаваемый жёстко соединёнными звеньями

$$M'_{c25} = M'_{c2} + M'_{c3} + M'_{c4} + M'_{c5}.$$
(1.28)

Усилие, создаваемое грузом на тросе лебёдки, приводится к валу двигателя в соответствии с выражением (1.8)

$$M_{cG}' = G \frac{v}{\omega_1 \eta_{16}}, \qquad (1.29)$$

где η_{16} – КПД барабана лебёдки, учитывающий потери при наматывании/сматывании троса.

Таким образом, с помощью выражений (1.24...1.29) можно определить параметры расчётной кинематической схемы на рис. 1.5, *б*.

1.1.5. Экспериментальное определение моментов инерции



Значения моментов инерции роторов электродвигателей обычно приводят в справочных данных. При отсутствии этой информации момент инерции можно определить экспериментально методом крутильных колебаний, маятниковых колебаний, методом падающего груза и др.

При использовании *метода крутильных* колебаний ротор двигателя подвешивают за конец вала на тонкой жёсткой проволоке (рис. 1.4). Затем его закручивают из положения равновесия на некоторый угол и после отпускания подсчитывают число *n* полных колебаний за



возможно больший промежуток времени *t*. При малом затухании период колебаний равен:

$$T = \frac{t}{n} = 2\pi \sqrt{\frac{J}{k}} ,$$

где k – полярный момент кручения проволоки, равный моменту, необходимому для её закручивания на один радиан. Если k известно, то момент инерции ротора

$$J = \frac{T^2}{4\pi^2} k \, .$$

Значение *k* можно определить по размерам проволоки:

$$k=\frac{\pi Er^4}{2l},$$

где *E* – модуль кручения для материала проволоки, а *r* и *l* – радиус и длина.

Можно определить значение k также экспериментально, если измерить момент M при закручивании проволоки на угол α . Тогда $k = M / \alpha$.

Проще определить момент инерции по методу крутильных колебаний на основании двух опытов. Вначале измерить период колебаний T_1 по описанной методике, а затем закрепить на роторе какое-либо тело с известным моментом инерции J_+ (например, диск, как показано на рис. 1.4, δ) и снова измерить период T_2 . Тогда искомый момент инерции *J* определится как:

$$J = \frac{T_1^2}{T_2^2 - T_1^2} J_+.$$

В *методе маятниковых колебаний* ротор прикрепляют к отрезку угловой стали так, чтобы вершину уголка можно было использовать в качестве опорыпризмы, относительно которой совершаются колебания. Оба конца уголка укладывают на плоские горизонтальные металлические опоры (рис. 1.5).



Ротор выводят из положения равновесия и измеряют период колебаний *Т*. Если момент инерции уголка пренебрежимо мал, то момент инерции ротора относительно оси колебаний можно определить как

$$J_a \approx \frac{GaT^2}{4\pi^2},$$

где G – вес ротора; a – расстояние от точки опоры до оси ротора (практически радиус ротора).

Для определения момента инерции ротора относительно его собственной оси нужно найти квадрат радиуса инерции

$$\rho^2 = g \frac{aT^2}{4\pi^2},$$



где g – ускорение свободного падения, а затем квадрат радиуса инерции относительно собственной оси

$$\rho_0^2 = \rho^2 - a^2$$

Тогда искомый момент инерции ротора будет равен



 $J = \frac{G}{g} \left(\rho^2 - a^2 \right) = G \left(\frac{aT^2}{4\pi^2} - \frac{a^2}{g} \right).$

Недостатками описанных выше методов является необходимость разборки двигателя. *Метод падающе- го груза* позволяет определить момент инерции ротора двигателя в сборе.

На конец вала или на шкив радиусом r наматывают нить с закреплённым на конце грузом весом G(рис. 1.6). Затем груз отпускают и измеряют время t и высоту падения h.

Момент инерции вычисляется по формуле

$$J = \frac{G}{g}r^2\left(\frac{gt^2}{2h}-1\right).$$

1.1.6. Механизмы с переменными статическими моментами и инерционными свойствами



В рассмотренных выше механизмах предполагалось, что статические моменты, массы, радиусы инерции и жёсткости связей являются постоянными величинами. Однако на практике очень часто встречаются машины, у которых в процессе работы значения этих величин изменяются, а также машины, у которых изменяются передаточные числа и радиусы приведения.

Рис. 1.7. Пример такого механизма показан на рис. 1.7. Здесь листовой материал или кабель сматывается с барабана с постоянной линейной скоростью *v*. При этом масса движущегося поступательного материала увеличивается пропорционально скорости движения и времени $m_n = pvt$, где р – удельная масса, а масса вращающегося материала пропорционально уменьшается $m_{\rm B} = m - m_{\rm n}$. При этом происходит уменьшение радиуса намотанного материала $R(t) \rightarrow 0$ и увеличение угловой скорости барабана $\omega(t) = v/R(t) \rightarrow \infty$. Следовательно, момент инерции барабана $J_{\rm B} = m_{\rm B}(t) [R(t)]^2 / 2$ уменьшается, как за счёт уменьшения массы материала, так и за счёт уменьшения радиуса инерции. В то же время приведённый к валу барабана момент инерции движущегося поступательно материала увеличивается $J_{\rm n} = m_{\rm n}(t) [v/\omega(t)]^2 = m_{\rm n}(t) [\tilde{r}(t)]^2$ за счёт увеличения массы и радиуса приведения.



Другим часто встречающимся механизмом, приводимым в движение электродвигателями, является кривошипно-шатунный механизм, кинематическая схема которого показана на рис. 1.8, *а*.

Определим координаты движения ползуна при постоянной угловой скорости вращения кривошипа.

Полный ход ползуна равен 2*R*. Исходные уравнения для определения его перемещения *s* можно получить из рисунка:



 $A_{x} = R \cos \varphi + L \cos \beta;$ $s = R + L - A_{x};$ (1.30) $B_{y} = R \sin \varphi = L \sin \beta$

где A_x и B_y – координаты точек A и B по осям x и y соответственно.

Обозначив отношение длины кривошипа к длине шатуна как $R/L = \lambda$, найдём из третьего равенства в (1.30) $\cos\beta = \sqrt{1 - (\lambda \sin \phi)^2}$ и подставим это выражение в первое уравнение. Тогда перемещение ползуна получим в виде:

$$s = R \left[1 + \frac{1}{\lambda} - \left(\cos \varphi + \frac{1}{\lambda} \sqrt{1 - \lambda^2 \sin^2 \varphi} \right) \right]$$
(1.31)

Обычно отношение λ находится в пределах $1/3 > \lambda > 1/12$. В этом случае, не превышая 5% погрешности, выражение (1.31) можно упростить

$$s(\varphi) = R \left[1 + \frac{\lambda}{4} - \cos\varphi - \frac{\lambda}{4}\cos 2\varphi \right].$$
(1.32)

Из (1.32) следует, что четверть периода поворота кривошипа не соответствует половине пути перемещения ползуна, т.к. при $\phi = \pi/2$ $\phi = \pi/2 \rightarrow s = R(1 + \lambda/2) > R$, т.е. за первую четверть оборота вала кривошипа перемещение ползуна больше, чем за вторую четверть.

Рис. 1.8. Скорость движения ползуна легко найти дифференцированием выражения (1.32) с учётом того, что $\omega = d\varphi/dt$ –

$$v(\varphi) = \frac{ds}{dt} = \frac{d\varphi}{dt} \cdot \frac{ds}{d\varphi} = \omega R \left(\sin \varphi + \frac{\lambda}{2} \sin 2\varphi \right).$$
(1.33)



Отсюда радиус приведения к валу кривошипа

$$\tilde{r}(\varphi) = \frac{v(\varphi)}{\omega} = R\left(\sin\varphi + \frac{\lambda}{2}\sin 2\varphi\right).$$
(1.34)

На рис. 1.8, б и в показаны в относительных единицах кривые изменения перемещения и скорости ползуна в зависимости от положения кривошипа.

Таким образом, статическое усилие, действующее на ползун (поршень), и его масса приводятся к валу кривошипа посредством сложной нелинейной функции от угла поворота. Ещё более сложными функциями описывается движение шатуна. На рис. 1.8, *а* штрихпунктирной линией показана траектория движения его центра массы (точка *c*). Поэтому в упрощённых расчётах массой шатуна обычно пренебрегают.

1.2. Статические характеристики рабочих машин

Основной частью электрического привода, определяющей в значительной степени его свойства, является приводной двигатель и исполнительный механизм. Оба эти звена могут иметь различные исполнения, но для задач электропривода главными являются зависимости вращающего момента от скорости или частоты вращения $M = f(\omega)$, а также от угла поворота $M = f(\alpha)$. Эти зависимости называются механическими или статическими характеристиками. Для приводов линейных перемещений механическими характеристиками являются зависимости F = f(v) или перемещения F = f(s).

Вращающий момент, который должен развивать двигатель для обеспечения заданного движения или усилия в статическом режиме называется статическим моментом или моментом нагрузки M_c . Иногда вместо момента нагрузки или силы задаются соответствующие зависимости мощности.



Для обеспечения возможности обобщённого анализа электроприводов выделяют ограниченное число типовых нагрузок и используют для этого характеристики $M_c = f(\omega)$ или

 $\omega = f(M_c).$

Основными факторами, от которых зависит величина статического момента различных машин, являются скорость, путь, время и различные особенности технологических процессов, в которых используются машины. По характеру изменения статического момента все исполнительные механизмы можно разделить на пять классов.



1-й класс включает рабочие машины, у которых статический момент остаётся практически постоянным ($M_c = \text{const}$). По характеру взаимодействия с электроприводом силы и моменты этого класса делятся на *активные или потенциальные и реактивные*.

Активными называются силы и моменты, создаваемые внешними по отношению к приводу источниками энергии и независящие от его движения. На рис. 1.9 показаны примеры таких нагрузок, создаваемые неуравновешенным (рис. 1.9, a) и уравновешенным (рис. 1.9, δ) подъёмным механизмом. Нагрузочный момент здесь создаётся силой тяжести груза и не зависит от направления и скорости движения. Для первого механизма он равен

$$M_c = GR = mgR = \text{const},$$

где: *G* – вес груза, *m* – его масса, а *g* – ускорение свободного падения. Механическая характеристика представляет собой прямую линию, параллельную оси ординат.

В уравновешенном подъёмном механизме на вал действуют разнонаправленные моменты двух грузов, а результирующий момент равен их алгебраической сумме. Принимая положительным момент нагрузки, действующий в направлении движения часовой стрелки, результирующий момент можно определить как

$$M_c = M_2 - M_1 = G_2 R - G_1 R = (G_2 - G_1) R = (m_2 - m_1) g R = \text{const}$$

Если вес первого груза больше, чем вес второго, то на вал привода будет действовать положительный момент нагрузки $M_{cl} > 0$. В противном случае



момент нагрузки будут отрицательным $M_{c2} < 0$, а при равном весе грузом статический момент нагрузки будет нулевым.

Реактивными называются силы и моменты, возникающие как реакция на активные воздействия. Эти

нагрузки всегда действуют в направлении, противоположном движению электропривода, т.е. изменяют своё направлении при изменении знака скорости.

Силы и моменты сухого трения не зависят от величины скорости и скачком изменяют знак при изменении её направления

$$M_c = |M_c| \operatorname{sign} \omega$$
.

На рис. 1.10, *а* показана механическая характеристика нагрузки типа сухого трения. В реальных устройствах обычно коэффициент трения покоя больше коэффициента трения движения. Поэтому в начале движения момент сопротив-



ления больше и механическая характеристика вблизи нулевой скорости имеет импульсное возмущение, показанное на рис. 1.10, *а* штриховой линией.

Реактивная нагрузка может быть несимметричной, т.е. момент нагрузки может быть разным при движении в различных направлениях. Например, момент, создаваемый на валу шпинделя токарного станка при обработке детали резцом (рис. 1.10, б) –

$$M_c = F R (1 + \operatorname{sign} \omega) / 2$$
.

При изменении направления вращения резец не касается детали, и момент нагрузки привода спадает до нуля.

2-й класс охватывает рабочие машины, статический момент которых зависит от скорости $M_c = f(\omega)$. Эта зависимость может быть выражена различно. В некоторых механизмах увеличение статического момента при возрастании скорости проявляется очень слабо, в других, напротив, момент возрастает очень резко. Тем не менее, все эти механизмы относятся к одному классу, т.к. методика анализа процессов для них одинакова.

Простейшей функцией от скорости вращения является линейная зависимость, называемая моментом *вязкого трения* (рис. 1.11, *a*):

$$M_c = k\omega_s$$

где k = const - коэффициент вязкости.

В электроприводе нагрузка типа вязкого трения встречается либо в виде линейной составляющей нагрузки типа сухого трения (рис. 1.11, *в*), либо как проявление сил внутреннего вязкого трения, связанных с деформацией упругих элементов, а также асинхронных моментов в машинах постоянного тока.



сопротивления газовой или жидкой среды.

Распространёнными на практике являются нагрузки, нелинейно зависящие от скорости вращения

$$M_c = k\omega^n$$
,

где $n \ge 2$.

При n = 2 нагрузка называется вентиляторной (рис. 1.11, б). Механическими характеристиками такого вида обладают машины, основанные на центробежном принципе. Это центробежные вентиляторы, насосы, компрессоры. Более высокие показатели степени у механических характеристик гребных винтов и других механизмов, работающих в условиях преодоления



Строго говоря, механических характеристик механизмов, проходящих через начало координат не существует, т.к. во всех устройствах кроме моментов, зависящих от скорости вращения, действуют силы и моменты трения. Поэтому общим выражением для механической характеристики нагрузки 2-го класса является функция

$$M_c = M_0 + f(\omega^n),$$

где M_0 – момент сухого трения, а $f(\omega^n)$ – некоторая функциональная зависимость от скорости вращения ω при $n \ge 1$. На рис. 1.11, z в качестве примера показана вентиляторная механическая характеристика с учётом трения в опорах.

3-й класс охватывает рабочие машины, статический момент которых зависит от пути, т.е. от угла поворота ротора электродвигателя $M_c = f(\phi)$. К этому типу относятся, прежде всего, рычажные, кулисные и кулачковые механизмы, как, например, различные поршневые машины, ножницы для резки металла, прессы, кантователи и др. Сюда относятся также подъёмники без уравновешивающего каната, в которых статический момент изменяется за счёт изменения длины и, соответственно, веса каната.

4-й класс включает в себя машины, статический момент которых зависит одновременно от скорости и от пути $M_c = f(\omega, \varphi)$. Типичным примером таких машин является электротранспорт, нагрузка которого в статическом режиме кроме сухого трения в опорах и о рельсы, а также сопротивления воздуха, изменяющегося с изменением скорости движения, зависит также от уклона и кривизны пути. Такой же характер нагрузки у привода рулевого устройства.

5-й класс охватывает механизмы, статический момент которых является функцией времени $M_c = f(t)$. К этому классу, прежде всего, относятся механизмы, работающие под воздействием силы, изменяющейся во времени по периодическому закону, а также механизмы, в которых нагрузка имеет случайный характер. К рабочим машинам со случайным характером нагрузки относятся механизмы дробления и измельчения различных материалов (глиномялки, камнедробилки, шаровые мельницы и др.).

1.3. Уравнения движения электропривода

Динамические процессы в приводе при постоянных параметрах кинематической цепи можно описать с помощью второго закона Ньютона для каждого тела, входящего в эту цепь. В случае трёхмассовой системы тел (рис. 1.1, *a*) на каждое из них действуют статические моменты сопротивления, моменты вязкого трения и упругих сил, вызванные деформацией гибких связей, а также динамические моменты. Кроме того на первое тело действует вращающий момент двигателя. В форме Коши эта система уравнений имеет вид:

$$M - b_{12}(\omega_{1} - \omega_{2}) - c_{12}(\varphi_{1} - \varphi_{2}) - M_{c1} = J_{1}\frac{d\omega_{1}}{dt};$$

$$b_{12}(\omega_{1} - \omega_{2}) + c_{12}(\varphi_{1} - \varphi_{2}) - b_{23}(\omega_{2} - \omega_{3}) - c_{23}(\varphi_{2} - \varphi_{3}) - M_{c2} = J_{2}\frac{d\omega_{2}}{dt};$$

$$b_{23}(\omega_{2} - \omega_{3}) + c_{23}(\varphi_{2} - \varphi_{3}) - M_{c3} = J_{3}\frac{d\omega_{3}}{dt};$$

$$(1.35)^{*}$$

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ У

где $\varphi_p = \int \omega_p dt$ – угловое положение *p*-го тела; ω_p – угловая скорость *p*-го тела; M – вращающий момент двигателя; $b_{pq}(\omega_p - \omega_q) = M_{vpq}$ – момент вязкого трения связи между телами *p* и *q*; $c_{pq}(\varphi_p - \varphi_q) = c_{pq} \int (\omega_p - \omega_q) dt = M_{epq}$ – момент упругих сил связи между телами *p* и *q*; M_{cp} – момент сопротивления, действующий на тело *p*.



На рис. 1.12, *а* показана структурная схема, соответствующая системе уравнений (1.35) в операторной форме, а на рис. 1.12, *б* структурная схема для случая пренебрежимо малых моментов вязкого трения ($b_{12} = b_{23} = 0$), соответствующая операторным уравнениям

$$M - c_{12}\omega_{1} / p + c_{12}\omega_{2} / p - M_{c1} = J_{1}p\omega_{1};$$

$$c_{12}\omega_{1} / p - c_{12}\omega_{2} / p - c_{23}\omega_{2} / p + c_{23}\omega_{3} / p - M_{c2} = J_{2}p\omega_{2};$$

$$c_{23}\omega_{2} / p - c_{23}\omega_{3} / p - M_{c3} = J_{3}p\omega_{3}.$$
(1.36)

Уравнения (1.36) позволяют проанализировать динамические особенности механической части электропривода. Электромагнитный момент двигателя М является управляющим воздействием системы на рис. 1.12, δ , а статические моменты M_{c1}, M_{c2} и M_{c3} – возмущающими воздействиями. Из (1.36) можно

^{*} здесь и далее в разделе в математических выражениях опущены апострофы, означающие приведённые величины, т.к. рассматривается только кинематическая цепь с приведёнными параметрами.

найти операторное уравнение динамической механической характеристики первой массы

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ У

$$\omega_{1}(p) = W(p)M(p) = J_{2}J_{3}p^{4} + \left[c_{23}\left(J_{2}+J_{3}\right)+c_{12}J_{3}\right]+c_{12}c_{23}$$

$$\frac{J_{2}J_{3}p^{4} + \left[c_{23}\left(J_{2}+J_{3}\right)+c_{12}J_{3}\right]+c_{12}c_{23}}{p\left\{J_{1}J_{2}J_{3}p^{4} + \left[J_{1}c_{23}\left(J_{2}+J_{3}\right)+J_{3}c_{12}\left(J_{1}+J_{2}\right)\right]p^{2}+c_{12}c_{23}\left(J_{1}+J_{2}+J_{3}\right)\right\}}M(p)$$

$$(1.37)$$

Характеристическое уравнение для функции (1.37) имеет вид

$$p\left[p^{4} + \frac{J_{3}c_{12}(J_{1} + J_{2}) + J_{1}c_{23}(J_{2} + J_{3})}{J_{1}J_{2}J_{3}}p^{2} + \frac{c_{12}c_{23}(J_{1} + J_{2} + J_{3})}{J_{1}J_{2}J_{3}}\right] = 0.$$

Корнями этого уравнения являются

$$p_{1} = 0; \ p_{2,3} = \pm j \sqrt{\frac{a}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4b}{a^{2}}}\right)}; \ p_{4,5} = \pm j \sqrt{\frac{a}{2} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4b}{a^{2}}}\right)}, \quad (1.38)$$

$$me \qquad a = \frac{J_{3}c_{12}\left(J_{1} + J_{2}\right) + J_{1}c_{23}\left(J_{2} + J_{3}\right)}{J_{1}J_{2}J_{3}}; \ b = \frac{c_{12}c_{23}\left(J_{1} + J_{2} + J_{3}\right)}{J_{1}J_{2}J_{3}}.$$

ΓĮ

При всех реальных сочетаниях параметров подкоренные выражения в (1.38) представляют собой действительные положительные числа, поэтому корни уравнения можно представить как $p_1 = 0; p_{2,3} = \pm j\Omega_1; p_{4,5} = \pm j\Omega_2$. Отсюда следует, что при скачкообразном изменении электромагнитного момента М в системе возникают незатухающие колебания с частотами Ω_1 и Ω_2 . На самом деле колебания будут затухающими, т.к. рассмотренное характеристическое уравнение соответствует системе уравнений (1.36), в которой отсутствуют мо-



менты вязкого трения, демпфирующие колебания.



Уравнения для двухмассовой упругой системы можно получить из (1.35), полагая $\phi_2 = \phi_3 \Rightarrow \omega_2 = \omega_3$ и присоединив маховую массу третьего тела ко второму. Тогда уравнения движения в форме Коши примут вид:

$$M - b_{12}(\omega_{1} - \omega_{2}) - c_{12}(\varphi_{1} - \varphi_{2}) - M_{c1} = J_{1}\frac{d\omega_{1}}{dt};$$

$$b_{12}(\omega_{1} - \omega_{2}) + c_{12}(\varphi_{1} - \varphi_{2}) - M_{c2} = J_{2}\frac{d\omega_{2}}{dt},$$
(1.39)

а в операторной форме –

$$M - b_{12}(\omega_1 - \omega_2) - c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) / p - M_{c1} = J_1 p \omega_1;$$

$$b_{12}(\omega_1 - \omega_2) + c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) / p - M_{c2} = J_2 p \omega_2.$$

Структурные схемы, соответствующие этой системе уравнений с учётом и без учёта вязкого трения, показаны на рис. 1.13, *а* и б.

Для исследования основных свойств двухмассовой системы исключим возмущающие воздействия, полагая $M_{c1} = M_{c2} = 0$, и демпфирующий момент вязкого трения ($b_{12} = 0$), а затем выполним эквивалентные преобразования структурной схемы, как это показано на рис. 1.13, *в-ж*. В результате мы получим операторное уравнение динамической механической характеристики первой и второй массы в виде

$$\omega_{1}(p) = W_{\omega_{1}}(p) \cdot M(p) = \frac{\frac{J_{2}}{c_{12}}p^{2} + 1}{J_{\Sigma}p\left[\frac{J_{1}J_{2}}{c_{12}J_{\Sigma}}p^{2} + 1\right]}M(p); \qquad (1.40)$$
$$\omega_{2}(p) = W_{\omega_{1}}(p) \cdot W_{\omega_{1}\omega_{2}}(p) \cdot M(p) = \frac{1}{J_{\Sigma}p\left[\frac{J_{1}J_{2}}{c_{12}J_{\Sigma}}p^{2} + 1\right]}M(p)$$

После этого из характеристического уравнения

$$J_{\Sigma} p \left[\frac{J_1 J_2}{c_{12} J_{\Sigma}} p^2 + 1 \right] = 0$$

найдём корни

$$p_1 = 0; \ p_{2,3} = \pm j \sqrt{\frac{c_{12}J_{\Sigma}}{J_1J_2}} = \pm j\Omega_{12},$$
 (1.41)

где $J_{\Sigma} = J_1 + J_2$.

Таким образом, в двухмассовой системе при скачках момента двигателя возбуждаются колебания с частотой Ω_{12} . Если эта частота близка к одной из частот трёхмассовой системы, т.е. $\Omega_{12} \approx \Omega_1 \vee \Omega_{12} \approx \Omega_2$, то можно считать, что преобразование трёхмассовой системы к двухмассовой выполнено корректно и динамические свойства преобразованной системы хорошо отражают свойства исходной. Эти колебания вследствие исключения из исходных уравнений



демпфирующего момента также как в трёхмассовой системе будут теоретически незатухающими.

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УН

Для анализа свойств двухмассовой системы тел введём следующие параметры: $\gamma = J_{\Sigma}/J_1$ – соотношение масс;

 $Ω₁₂ = \sqrt{\frac{c_{12}J_{\Sigma}}{J_1J_2}} = \sqrt{\frac{c_{12}\gamma}{J_2}} -$ резонансная частота

системы;

 $\Omega_{02} = \sqrt{c_{12} / J_2} = \Omega_{12} / \sqrt{\gamma}$ – резонансная частота второй массы при жёсткой заделке первой $(J_1 \to \infty)$.

Из уравнений (1.40) следует, что влияние упругости связи на движение привода уменьшается по мере увеличения резонансной частоты, которая, в свою очередь, помимо жёсткости c_{12} определяется соотношением масс γ . При $\Omega_{12} \rightarrow \infty$ характеристики (1.40) теряют полюс. На рис. 1.14 показаны кривые изменения резонансной частоты, отнесённой к жёсткости связи, в функции соотношения масс при различных величинах первой массы. Из этого рисунка хорошо видно, что при $\gamma < 1,5$ резонансная частота резко возрастает и $\varpi_{12} \xrightarrow{\gamma \rightarrow 1} \infty$, а при $\gamma > 3$ соотношение масс практически не влияет на резонансную частоту. Значит в приводах, где $J_1 \gg J_2$ влиянием упругости можно пренебречь и рассматривать связь между звеньями как жёсткое соединение. Достаточным условием для исключения при анализе упругой связи является большая резонансная частота Ω_{12} , значительно превосходящая полосу пропускания частот электропривода.

В реальных приводах соотношение $J_1 \gg J_2$ встречается достаточно часто, поэтому представление механической части привода звеном с жёсткими связями широко распространено. Из уравнений (1.39), полагая $J_1 + J_2 = J_{\Sigma}; \phi_1 = \phi_2 \Longrightarrow \omega_1 = \omega_2 = \omega$, получим уравнение движения жестко связанной системы тел, называемое также *основным уравнением* движения (рис. 1.15):

$$M \xrightarrow{M_c} 1 \xrightarrow{0}$$

Рис. 1.15.

$$M - M_c = J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt} \tag{1.42}$$

где M_c – суммарный статический момент, действующий на все элементы системы; J_{Σ} – суммарный момент инерции движущихся масс.

Уравнение (1.42) имеет очень большое значение для анализа процессов в электроприводе. Оно правильно описывает движение механической части в среднем, поэтому позволяет по известному электромагнитному моменту двига-



теля M и значениям M_c и J_{Σ} достоверно оценить ускорение и время переходных процессов привода, а также решить многие практические задачи даже в тех случаях, когда влияние упругих связей существенно.

Однако уравнение (1.42) справедливо только при условии постоянства маховых масс $J_{\Sigma} = \text{const.}$ Рассмотрим, например, кривошипно-шатунный механизм из раздела 1.1.6. Пренебрегая массой шатуна, кинетическую энергию системы можно представить как

$$W_{\kappa} = \frac{J_{1}\omega^{2}}{2} + \frac{mv^{2}}{2} = \frac{J_{1}\omega^{2}}{2} + \frac{m\tilde{r}^{2}(\phi)\omega^{2}}{2} = J_{\Sigma}(\phi)\frac{\omega^{2}}{2}, \qquad (1.43)$$

где: J_1 – момент инерции кривошипа и ротора двигателя; *m* – масса ползуна; $\tilde{r}(\phi)$ – радиус приведения к валу кривошипа (см. выражение (1.34); $J_{\Sigma}(\phi) = J_1 + m\tilde{r}^2(\phi)$ – суммарный приведённый момент инерции.

Приведённый статический момент, создаваемый ползуном, также является функцией угла поворота кривошипа ϕ –

$$M_{c2}'(\varphi) = \left[F_c + F(s)\right]\tilde{r}(\varphi)$$

где: *F_c* и *F*(*s*) – сила трения и рабочее усилие, действующее на ползун (поршень). Отсюда момент статической нагрузки на валу кривошипа

$$M_{c}(\phi) = M_{c1} + M'_{c2}(\phi)$$

Выберем в качестве обобщённой координаты угол ф и составим уравнение Лагранжа

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial W_{\kappa}}{\partial \omega}\right) - \frac{\partial W_{\kappa}}{\partial \varphi} = M_{c}(\varphi).$$

Левая часть этого уравнения с учётом (1.43) и того, что $d\phi/dt = \omega$, преобразуется к виду:

$$\frac{d}{dt} \Big[J_{\Sigma}(\varphi) \omega \Big] - \frac{dJ_{\Sigma}(\varphi)}{d\varphi} \frac{\omega^2}{2} = \left[J_{\Sigma}(\varphi) \frac{d\omega}{dt} + \frac{dJ_{\Sigma}(\varphi)}{dt} \frac{d\varphi}{d\varphi} \frac{d\varphi}{dt} \right] - \frac{dJ_{\Sigma}(\varphi)}{d\varphi} \frac{\omega^2}{2} = J_{\Sigma}(\varphi) \frac{d\omega}{dt} + \frac{dJ_{\Sigma}(\varphi)}{d\varphi} \frac{\omega^2}{2} = J_{\Sigma}(\varphi) \frac{d\omega}{dt} + \frac{dJ_{\Sigma}(\varphi)}{d\varphi} \frac{\omega^2}{2}$$

Отсюда уравнение движения привода кривошипно-шатунного механизма

$$M - M_c(\varphi) = J_{\Sigma}(\varphi) \frac{d\omega}{dt} + \frac{dJ_{\Sigma}(\varphi)}{d\varphi} \frac{\omega^2}{2}$$
(1.44)

Сопоставляя уравнения (1.42) и (1.44), нетрудно заметить, что при наличии нелинейных связей уравнение движения электропривода существенно усложняется. Оно становится нелинейным дифференциальным уравнением с переменными коэффициентами, решение которого возможно только численными методами. В правую часть уравнения входит периодическая функция $J_{\Sigma}(\phi)$. Она соответствует кажущемуся изменению маховой массы на валу кривошипа, вызванному изменением геометрии передаточного устройства.



При работе различных механизмов изменение момента инерции может быть вполне реальным. Оно может происходить за счёт изменения массы движущихся тел, например, в приводе подъёмного крана, перемещающего различные грузы. В этом случае приведённый момент инерции на валу двигателя будет независимой от угла поворота вала двигателя функцией времени $J_{\Sigma}(t)$ и левая часть уравнения Лагранжа примет вид

$$\frac{d}{dt} \left[J_{\Sigma}(t) \omega \right] = J_{\Sigma}(t) \frac{d\omega}{dt} + \omega \frac{dJ_{\Sigma}(t)}{dt},$$

а уравнение движения электропривода –

$$M - M_c(t) = J_{\Sigma}(t)\frac{d\omega}{dt} + \omega \frac{dJ_{\Sigma}(t)}{dt}$$
(1.45)

Статический режим работы электропривода соответствует условию $d\omega/dt = 0$. В соответствии с (1.42), для приводов с жёсткими линейными связями это равносильно условию

$$M = M_c = \text{const}$$
.

Однако условие $d\omega/dt = 0$ не является достаточным для существования статического режима. Например, в кривошипно-шатунном механизме при условии $d\omega/dt = 0 \Rightarrow \omega = \text{const}$ правая часть уравнения (1.44) является периодической функцией угла поворота кривошипа φ и, следовательно, времени, т.е. в приводе существует установившийся динамический процесс, при котором кривошип вращается с постоянной скоростью, а линейно движущиеся массы совершают возвратно-поступательное движение. При этом вращающий момент двигателя также является периодической функцией угла φ и времени

$$M = M_c(\varphi) + \frac{dJ_{\Sigma}(\varphi)}{d\varphi} \frac{\omega^2}{2}.$$

Если $M \neq M_c$ и $d\omega/dt \neq 0$, то в приводе существует, либо динамический переходный процесс, либо установившийся динамический процесс. Установившийся динамический процесс движения с периодически меняющейся скоростью может возникать в приводе после окончания переходного процесса, если действующие вращающие моменты содержат периодическую составляющую.

1.4. Статическая устойчивость электропривода

Любой механизм может выполнять свои функции только в том случае, если его работа устойчива. Под устойчивостью понимают способность механизма возвращаться в исходное состояние после того, как под влиянием какого-либо возмущающего воздействия он был выведен из этого состояния. Возмущающими могут быть воздействия, как со стороны нагрузки привода, так и со стороны его питания.

Анализ устойчивости обычно проще, чем анализ переходных процессов, поэтому его проводят в начале исследования. В простейших случаях, когда

можно ограничиться только рассмотрением механических процессов в приводе, достаточно исследовать лишь статическую устойчивость.

В приводе с жёсткими связями установившийся режим соответствует условиям $d\omega/dt = 0$ и $M_{_{\rm I}} = M_c = {\rm const.}$ При нарушении состояния равновесия движение привода описывается уравнением

$$M_{\rm p} - M_c = J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt} \tag{1.46}$$

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ У

Рассмотрим простейший случай, когда статический момент является функцией скорости вращения. Пусть в результате возмущения моменты и скорость получили некоторые малые приращения $\Delta M_{_{\rm II}}$, $\Delta M_{_{\rm C}}$ и $\Delta \omega$, т.е.

$$M_{\scriptscriptstyle \rm I\!I} = M_{\scriptscriptstyle 0} + \Delta M_{\scriptscriptstyle \rm I\!I}; M_{\scriptscriptstyle \rm C} = M_{\scriptscriptstyle 0} + \Delta M_{\scriptscriptstyle \rm C}$$
и $\omega = \omega_{\scriptscriptstyle 0} + \Delta \omega$,

где:

$$\Delta M_{\pi} = a \cdot \Delta \omega; \ \Delta M_{c} = b \cdot \Delta \omega;$$
$$a = \frac{dM_{\pi}}{d\omega} \bigg|_{\omega = \omega_{0}} = \operatorname{tga}; \ b = \frac{dM_{c}}{d\omega} \bigg|_{\omega = \omega_{0}} = \operatorname{tg}\beta$$

Подставляя эти выражения в (1.46), получим уравнение движения в приращениях

$$a \cdot \Delta \omega - b \cdot \Delta \omega = J_{\Sigma} \frac{d\Delta \omega}{dt}, \qquad (1.47)$$

Интегрируя (1.47), найдём:

$$\Delta \omega = \Delta \omega_0 e^{\frac{d-b}{J_{\Sigma}}t}, \qquad (1.48)$$

где $\Delta \omega_0$ – начальное отклонение скорости при нарушении равновесия.

Привод будет работать устойчиво, если $\Delta \omega \xrightarrow{t \to \infty} 0$. Для экспоненты (1.48) это равносильно условию

$$a - b < 0 \Leftrightarrow \operatorname{tg} \alpha < \operatorname{tg} \beta \Leftrightarrow \frac{dM_{\pi}}{d\omega} \bigg|_{\omega = \omega_0} < \frac{dM_{c}}{d\omega} \bigg|_{\omega = \omega_0}.$$
(1.49)



Следовательно, для обеспечения статической устойчивости привода *необходимо, чтобы в точ*ке равновесия жёсткость механической характеристики двигателя была меньше жёсткости механической характеристики нагрузки.

Из условия (1.49) следует, что устойчивая работа привода на холостом ходу ($M_c = 0$) или при статической нагрузке вида $M_c = \text{const}$ возможна только, если $\frac{dM_{\pi}}{d\omega}\Big|_{\omega=\omega_0} < 0$, т.е. если двига-

тель обладает падающей механической характеристикой, т.к. жёсткость механической характеристики нагрузки в этих случаях равна нулю. Это подтвер-

ждается и на практике. Например, двигатели постоянного тока независимого

возбуждения с сильной реакцией якоря имеют восходящую механическую характеристику и не могут устойчиво работать на холостом ходу и при малых нагрузках.

На рис. 1.17 показаны варианты рабочих точек привода при устойчивой и неустойчивой работе.

Вопрос статической устойчивости имеет существенное значение для асинхронных короткозамкнутых двигателей (АД), т.к. при скольжениях больше кри-



тического их механическая характеристика имеет положительную жёсткость. Поэтому устойчивая работа на этом участке возможна только с определённой нагрузкой, механическая характеристика которой соответствует условию (1.49).





На рис. 1.18, а показана механическая характеристика АД и несколько видов характеристик нагрузки. При статической нагрузке с постоянным моментом, превышающим величину пускового момента АД, в приводе существую две точки статического равновесия – а и b. Точка а располагается на участке с отрицательной жёсткостью, поэтому для неё условие устойчивости выполняется, а для точки b нет, т.к. жёсткость характеристики АД здесь положительна, а жесткость характеристики нагрузки равна нулю. Поэтому участок характеристики от точки холостого хода до точки опрокидывания называется участком устойчивой работы или рабочим участком.

Однако определение рабочего участка по признаку устойчивости некорректно, т.к. в случае вентиляторной нагрузки с большим коэффициентом k рабочая точка d располагается ниже точки опрокидывания, но она является статически устойчивой, в чём легко убедиться по углам наклона касательных α и β . Статически устойчива и





Таким образом, привод вентилятора с асинхронным короткозамкнутым двигателем всегда статически устойчив. Но работа при скольжениях $s > s_{\kappa p}$ невозможна безотносительно проблемы устойчивости, т.к. при этом чрезвычайно велика мощность скольжения и трудно или вообще невозможно обеспечить нормальный тепловой режим двигателя. Тем не менее, задача устойчивой работы при скольжениях $s > s_{\kappa p}$ возникает в лабораторных экспериментах. В этом случае в качестве нагрузки можно использовать машину постоянного тока независимого возбуждения, работающую в генераторном режиме с питанием цепи якоря от реверсивного источника постоянного тока. В этом случае характеристику генератора можно смещать параллельно, сохраняя её жёсткость и обеспечивая при этом большую разность углов α и β , т.е. обеспечивая большой запас устойчивости (рис. 1.18, δ).

Обычно механическая характеристика исполнительного механизма известна. Поэтому при проектировании электропривода необходимо подбирать двигатель с механической характеристикой, обеспечивающей устойчивость в установившемся режиме во всём диапазоне возможных нагрузок.

2. Статические характеристики электродвигателей и приводов

Электропривод должен обеспечивать оптимальное протекание как статических (установившихся) процессов, так и переходных режимов пуска, торможения, реверсирования, приема и сброса нагрузки. Протекание этих процессов в первую очередь определяется характером зависимости скорости вращения двигателя от развиваемого им момента, т.е. механической характеристикой $\omega = f(M)$ или n = f(M).

Механические характеристики определяют свойства двигателя и являются одним из основных критериев при выборе типа электродвигателя для исполнительного механизма.

Кроме механических характеристик большое значение имеют также электромеханические или скоростные характеристики. Они представляют собой зависимость скорости вращения от потребляемого тока $\omega = f(I)$.

Различают естественные и искусственные характеристики двигателя. *Естественной* называется характеристика, полученная при номинальных параметрах питающей сети, нормальной схеме включения и отсутствии внешних элементов в электрических цепях двигателя.

В тех случаях, когда естественные характеристики двигателей не могут обеспечить требуемых режимов работы исполнительного механизма, приходится создавать искусственные характеристики за счёт изменения параметров питающей сети и/или включения в электрические цепи дополнительных элементов, т.е. *искусственными* являются все характеристики, полученные в условиях, отличающихся от номинальных. Одним из важнейших свойств механических характеристик является их жёсткость, т.е. степень изменения скорости вращения при изменении момента нагрузки. Она определяется как отношение разности электромагнитных моментов в двух статических режимах к соответствующей разности угловых скоростей двигателя

$$h = \frac{M_2 - M_1}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{\Delta M}{\Delta \omega}.$$
 (2.1)

Линейные механические характеристики обладают постоянной жёсткостью. Для нелинейных характеристик жёсткость определяется в каждой точке как производная электромагнитного момента по угловой скорости

$$h = \frac{\partial M}{\partial \omega}.$$
 (2.2)

Понятие жёсткости можно применить и к механическим характеристикам исполнительных механизмов

$$h_c = \frac{\partial M_c}{\partial \omega}$$

Механические характеристики можно разделить на четыре основные категории:

1. Абсолютно жёсткая характеристика $(h = \infty)$ – скорость двигателя остаётся постоянной независимо от момента. Такую характеристику имеют, например, син-хронные двигатели (рис.2.1, *I*).

2. Жёсткая характеристика – скорость двигателя слабо изменяется при изменении момента. Жёсткой характеристикой обладают двигатели постоянного тока

независимого возбуждения и асинхронные двигатели на рабочем участке механической характеристики (рис.2.1, 2).

3. Мягкая характеристика – скорость двигателя значительно изменяется при изменении момента. Такой характеристикой обладают двигатели постоянного тока последовательного возбуждения. При этом жёсткость их характеристики различна в разных точках (рис.2.1, 3).

4. Абсолютно мягкая характеристика (h = 0) – момент двигателя остаётся постоянным независимо от скорости вращения. Такую характеристику имеют, например, двигатели постоянного тока независимого возбуждения при питании якоря от источника тока (рис.2.1, 4).

Традиционно скорость двигателя указывается в об/мин и, соответственно, механические характеристики представляются как зависимости n = f(M). Однако при расчётах это требует использования внесистемных единиц и неудобных коэффициентов, поэтому в дальнейшем мы будем использовать только характеристики, в которых угловая скорость ω измеряется в рад/с.







2.1. Относительные единицы

При различных расчётах электроприводов часто возникает необходимость сравнения и оценки вариантов решения с различными двигателями, отличающимися по своим номинальным данным. Непосредственное сравнение не позволяет, например, сделать заключение об условиях пуска привода с двигателями, рассчитанными на разное напряжение питания. Невозможно также оценить нагрузку на регулировочную аппаратуру. Для устранения неопределённости в подобных ситуациях целесообразно проводить расчёты не в абсолютных, а в относительных безразмерных единицах.

Для выражения какой-либо величины в относительных единицах необходимо её абсолютное значение соотнести с аналогичной величиной, принятой за базовую.

Выбор базовых величин может быть произвольным, но обычно используются следующие:

- U₆ номинальное напряжение якоря для двигателей постоянного тока и номинальное напряжение на фазной обмотке для машин переменного тока;
- I₆ номинальный ток якоря для двигателей постоянного тока и номинальный фазный ток для машин переменного тока;
- $r_6 = U_6 / I_6$ базовое сопротивление;
- *M*_б базовый момент, в качестве которого принимается номинальный или пусковой момент;
- ω_б базовая скорость вращения, в качестве которой для двигателей переменного тока принимается синхронная скорость ω₀, для двигателей постоянного тока независимого возбуждения скорость идеального холостого хода ω₀, а для двигателей постоянного тока последовательного возбуждения номинальная скорость вращения ω_{ном}.

Таким образом, основные величины в относительных единицах будут равны

$$\upsilon = \frac{U}{U_{5}}; \, \iota = \frac{I}{I_{5}}; \, \mu = \frac{M}{M_{5}}; \, \upsilon = \frac{\omega}{\omega_{5}}.$$
(2.3)

Скольжение асинхронного двигателя также можно выразить через относительную скорость

$$s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = 1 - \upsilon.$$
 (2.4)

В машинах переменного тока базовое сопротивление является полным сопротивлением $z_6 = U_6 / I_6$, и к нему приводятся как активные, так и реактивные сопротивления

$$\rho = \frac{r}{z_6}; \, \chi = \frac{x}{z_6}.$$
 (2.5)

2.2. Характеристики двигателей и приводов постоянного тока

2.2.1. Двигатели независимого и параллельного возбуждения

Математическое выражение механической характеристики скомпенсированного двигателя постоянного тока можно получить из уравнения Кирхгофа для цепи якоря

$$U = E + Ir . (2.6)$$

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ У

если ЭДС якоря выразить через угловую скорость вращения ω и магнитный поток главных полюсов Φ , пользуясь выражением

$$E = \frac{z_p N}{2\pi a} \Phi \omega = c \Phi \omega, \qquad (2.7)$$

а ток якоря представить через момент согласно выражению:

$$M = \frac{z_p N}{2\pi a} \Phi I = c \Phi I^*, \qquad (2.8)$$

где: z_p – число пар полюсов двигателя;

N – число активных проводников обмотки якоря;

а – число параллельных ветвей обмотки якоря;

Ф – магнитный поток одного полюса в еб;

 ω – угловая скорость вращения якоря в *рад/с*;

I – ток якоря в *a*;

r – сопротивление цепи якоря в *ом*.

Подставляя (2.7) и (2.8) в (2.6) получим:

$$\omega = \frac{U}{c\Phi} - \frac{r}{\left(c\Phi\right)^2}M = \omega_0 - M/h. \qquad (2.9)$$

Произведение *с*Ф по сути является потокосцеплением обмотки якоря. Обозначая его как Ψ, получим уравнение механической характеристики в виде

$$\omega = \frac{U}{\Psi} - \frac{r}{\Psi^2} M = \omega_0 - M/h. \qquad (2.10)$$

Уравнения (2.9) и (2.10) при постоянном напряжении питающей сети, сопротивлении цепи якоря и магнитном потоке представляют собой уравнения прямой линии, пересекающей ось ординат в точке идеального холостого хода $\omega_0 = U/(c\Phi) = U/\Psi$ и ось абсцисс в точке пускового момента

$$M_s = h\omega_0 = c\Phi U/r = \Psi U/r.$$
(2.11)

Жёсткость механической характеристики постоянна и равна

$$h = (c\Phi)^2 / r = \Psi^2 / r = M_s / \omega_0.$$
 (2.12)

При постоянном магнитном потоке максимальной жёсткостью обладает характеристика, соответствующая минимальному значению сопротивления цепи якоря *r*, т.е. естественная характеристика.

^{*} выражение (2.8) справедливо только при условии полной компенсации магнитного поля реакции якоря. В противном случае магнитный поток Φ будет зависеть от величины тока якоря *I*.



Следует иметь в виду, что входящий в уравнение механической характеристики момент является электромагнитным моментом M_{em} , а не моментом на



валу двигателя M_m (рис. 2.2). Момент на валу отличается от него на величину момента сухого трения M_f , создаваемого подшипниками и щётками, а также на величину момента вентиляционных потерь M_v , к которым можно добавить также потери в стали якоря, т.к. оба вида потерь являются приблизительно квадратичными функциями от скорости вращения. Полагая вентиляционные потери достаточно малыми, чтобы можно было пренебречь нелинейностью характеристики $\omega = f(M_m)$, мы получим её в виде, показанном на рис. 2.2. Точ-

ка холостого хода смещается пропорционально суммарному моменту потерь, а при нулевой скорости характеристика имеет разрыв, соответствующий двойной величине момента трения.

Для упрощения анализа электропривода потери в подшипниках, вентиляционные потери и потери в стали относят к статической нагрузке, полагая тем самым, что опоры, щётки и вентилятор двигателя являются элементами исполнительного механизма.

Из уравнений (2.9) и (2.10) следует, что изменяя U, r или Φ , можно получить множество различных искусственных характеристик, но все они будут линейными функциями $\omega = f(M)$.

Перейдём в уравнении (2.9) к относительным единицам, полагая

 $\upsilon = U/U_{N}; \ \phi = \Phi/\Phi_{N}; \ \rho = r/r_{a};$

$$v = \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{\omega c \Phi_N}{U_N}; \ \mu = \frac{M}{M_s} = M \frac{r_s}{c \Phi_N U_N}.$$
$$v = \frac{1}{\varphi} \left(\upsilon - \frac{\rho}{\varphi} \mu \right), \tag{2.13}$$

Тогда

где: $-1 \ge \upsilon \ge 1$ – относительное напряжение в цепи якоря;

0 < φ ≤ 1 – относительный магнитный поток;

 $1 \le \rho < \infty$ – относительное сопротивление цепи якоря.

Не менее важным для работы электропривода, чем механические задачи, является обеспечение нормальной работы электропитания и электрической нагрузки двигателя. Для получения электромеханической (скоростной) характеристики преобразуем уравнение (2.6), пользуясь выражением для ЭДС якоря (2.7).

$$\omega = \frac{U}{c\Phi} - \frac{I}{c\Phi}r \tag{2.14}$$

Тогда в относительных единицах

Статические характеристики электродвигателей и приводов



$$v = \frac{1}{\varphi} (\upsilon - \rho \iota)^*, \qquad (2.15)$$

где: $0 \le \iota < \infty$ – относительный ток якоря.

Уравнение (2.15) можно получить непосредственно из уравнения (2.13), если учесть, что в относительных единицах выражение (2.8) имеет вид

$$\mu = \varphi \iota \tag{2.16}$$

Коэффициенты υ, φ и р являются параметрами, с помощью которых можно исследовать влияние соответствующей величины на характеристики. Назовём их коэффициентами управления и рассмотрим свойства характеристик при условии взаимной независимости коэффициентов. Условие независимости соответствует компенсированному двигателю с независимым возбуждением.

Уравнение (2.13) позволяет исследовать механические характеристики $v = f(\mu)$ при вариации какого-либо коэффициента управления, а также зависимости $v = f(\upsilon)$, $v = f(\phi)$ и $v = f(\rho)$ при $\mu = \text{const}$, называемые регулировочными характеристиками.

Пусть магнитный поток двигателя сохраняется номинальным ($\varphi = 1$), цепь якоря не содержит дополнительных элементов ($\rho = 1$), а напряжение питания якоря понижается ($-1 \le \upsilon = var \le 1$). Превышение напряжением номинального значения обычно недопустимо по условию сохранения электрической прочности изоляции, поэтому предельными характеристиками при регулировании могут быть только естественные характеристики ($|\upsilon| \le 1$). При принятых условиях уравнение (2.13) принимает вид:

$$v = \upsilon - \mu \,. \tag{2.17}$$

На рис. 2.3, а и б показаны механические и регулировочные характеристики, соответствующие уравнению (2.14).

Регулирование напряжения вызывает параллельное смещение механических характеристик. При этом они пересекают оси координат в точках $v_0 = v(0) = v$ и $\mu_s = v$, т.е. скорость идеального холостого хода и пусковой момент в относительных единицах равны коэффициенту управления.

При положительном знаке напряжения характеристики располагаются во втором, первом и четвёртом квадрантах, а при отрицательном – во втором, третьем и четвёртом квадрантах. Второй и четвёртый квадранты соответствуют отрицательной мощности, т.е. при работе в этих квадрантах механическая энергия передаётся двигателю от присоединённого к валу механизма. При положительном знаке напряжения работа во втором квадранте соответствует режиму генератора, а в четвёртом – противовключения (тормоза). Изменение полярности напряжения приводит к изменению режимов работы во втором и четвёртом квадрантах.

^{*} следует обратить внимание на то, что в уравнениях (2.13) и (2.15) в качестве базовых величин приняты сопротивление якоря, пусковой момент и пусковой ток двигателя. Поэтому номинальному моменту соответствуют значения µ = 0,1...0,15


Особая характеристика, проходящая через начало координат и располагающаяся целиком во втором и четвёртом квадрантах, получается при $\upsilon = 0 \Leftrightarrow U = 0$, т.е. когда якорь отключён от источника питания и его цепь замкнута. Этот режим работы называется динамическим торможением, т.к. тормозной момент создаётся двигателем только при вращении, т.е. в динамике. При



Рис. 2.3.

этом машина работает в режиме генератора, вращаясь за счёт накопленной кинетической энергии маховых масс или за счёт потенциальной энергии механизма нагрузки, а генерируемая ею электрическая энергия рассеивается в цепи якоря.

Первый и третий квадранты плоскости механических характеристик соответствуют положительной механической мощности, т.е. двигательному режиму работы, когда механическая энергия отдаётся машиной приводимому в движение механизму. Работа в этих квадрантах отличается только направлением вращения якоря.

Для приводов, в которых требуется постоянная скорость вращения большое значение имеет величина статизма механической характеристики, т.е. изменения скорости вращения двигателя при изменении нагрузки в статическом режиме. В общем случае статизм равен производной $\partial \omega / \partial M \Leftrightarrow \partial \nu / \partial \mu$, т.е. он является величиной обратной жёсткости характеристики. В случае регулирования напряжения питания якоря механические характеристики линейны и, соответственно, обладают одинаковым статизмом во всех точках. В относительных единицах он равен $\partial \nu / \partial \mu = -1$.

Для изменения направления вращения нужно изменить знак момента двигателя. Из выражения (2.8) следует, что это можно сделать изменением направления (знака) магнитного потока или тока якоря. Для изменения направления магнитного потока нужно изменить направление тока в обмотке возбуждения. Казалось бы, поменять полярность питания обмотки возбуждения проще, т.к.





ток в ней значительно меньше тока в цепи якоря. Однако обмотка возбуждения обладает существенно большей индуктивностью, поэтому переходпроцесс установления ный магнитного потока нового направления будет значительно продолжительнее, чем при переключении обмотки якоря. Кроме того, из-за большой индуктивности обмотки при переключении в ней может наводиться большая ЭДС, что может привести к пробою изоляции. Поэтому реверс

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ УН

двигателя всегда осуществляется изменением направления тока в обмотке якоря.

Показанные на рис. 2.3, б регулировочные характеристики $\upsilon = f(\upsilon)$ дают представление о характере и величине реакции двигателя на управляющее воздействие. В данном случае на изменение напряжения на якоре ($\upsilon = var$). Эти характеристики также как механические линейны и не меняют своей крутизны при изменении нагрузки ($\partial v / \partial \upsilon = const$). Такой вид характеристик является оптимальным для большинства электроприводов, регулируемых в широком диапазоне скоростей вращения.

Каждая линия регулировочной характеристики является следом сечения механических характеристик вертикальной линией определённого постоянного момента. Поэтому плоскость регулировочных характеристик также делится на секторы, соответствующие режимам работы машины.

Следует заметить, что механические характеристики в абсолютных единицах выглядят иначе, чем на рис. 2.3, т.к. пусковой момент в 8...10 раз превосходит номинальный. Поэтому абсолютная жёсткость их велика и обычно они изображаются только в пределах рабочего участка, ограниченного 2,5...3 значениями номинального момента (рис. 2.4).

Из уравнения (2.15) следует, что электромеханические характеристики $v = f(\iota)$ при постоянном номинальном магнитном потоке ($\varphi = 1$) и отсутствии сопротивлений в цепи якоря ($\rho = 1$) имеют вид $v = \upsilon - \iota$, т.е. такой же как механические характеристики при тех же условиях $v = \upsilon - \mu$. Поэтому в абсолютных единицах характеристики $\omega = f(I)$ при различных напряжениях питания якоря будут аналогичны характеристикам на рис. 2.4.

Кроме напряжения питания цепи якоря воздействовать на механическую характеристику можно изменением магнитного потока главных полюсов. Элек-



трические двигатели обычно сильно насыщены, поэтому регулирование возможно только путём ослабления магнитного потока. Это можно сделать уменьшением напряжения питания цепи возбуждения или включением в эту цепь регулировочного реостата (рис. 2.5). В этом случае $\upsilon = 1$; $\rho = 1$; $0 < \phi \le 1$ и



уравнение механической и регулировочной характеристик (2.13) принимает вид:

$$\nu = \frac{1}{\varphi} \left(1 - \frac{\mu}{\varphi} \right). \tag{2.18}$$

Механические характеристики при ослаблении потока линейны (рис. 2.5, *a*). Скорость идеального холостого хода, пусковой момент и жёсткость равны соответственно

$$\mathbf{v}_0 = 1/\phi; \ \mathbf{\mu}_s = \phi; \ \eta = \partial \mu / \partial \mathbf{v} = -\mathbf{\mu}_s / \mathbf{v}_0 = -\phi^2.$$
(2.19)

Из выражения (2.19) видно, что жёсткость очень быстро (квадратично) понижается с уменьшением коэффициента управления ф. При этом обратно пропорционально растёт скорость холостого хода. Это связано с тем, что независимо от схемы включения машины напряжение на якоре в этом режиме равно ЭДС вращения, которая определяется произведением скорости и магнитного потока [см. (2.7)]. Поэтому при постоянном напряжении и снижении потока скорость вращения пропорционально возрастает.

Мощность двигателя в относительных единицах равна

$$\pi = \nu \mu = \frac{\mu}{\varphi} \left(1 - \frac{\mu}{\varphi} \right)$$

Эта функция имеет максимум при $\mu_m = \phi/2$. Отсюда можно построить линию

$$v = \frac{1}{4\mu},$$



которая является касательной ко всем механическим характеристикам в точке максимальной мощности и ограничивает секторы первого и третьего квадрантов (рис. 2.5, *a*).

В отличие от механических характеристик регулировочные характеристики $v = f(\varphi)$ принципиально нелинейны и при $\mu < 0,5$ двузначны, т.е. одинаковые скорости вращения мощно получить при двух различных коэффициентах управления (рис. 2.5, б). Строго говоря, все без исключения регулировочные



характеристики имеют максимум, расположенный на линии $v = 1/(2\varphi)$, т.е. двузначны, но т.к. диапазон регулирования потока составляет $0 < \varphi \le 1$, то для нагрузок $\mu > 0,5$ максимум находится за пределами этого диапазона и не влияет на качество регулирования. Таким образом, при регулировании понижением магнитного потока требование высокой загруженности двигателя является обязательным.

Третьим параметром, с помощью которого можно воздействовать на характеристики двигателя независимого возбуждения является сопротивление цепи якоря. В неё можно включить переменный добавочный резистор r_{d} и получить диапазон регулирования $1 < \rho \le 1 + r_{g} / r_{d}$ (рис. 2.6).

Уравнение механической и регулировочной характеристик получим из (2.13), полагая $\upsilon = 1$; $\phi = 1$, тогда

$$\mathbf{v} = 1 - \rho \mu. \tag{2.19}$$

Из этого уравнения следует, что механические и регулировочные характеристики линейны. Скорость идеального холостого хода не зависит от коэффициента управления ρ и равна единице, а пусковой момент и жёсткость обратно пропорциональны ρ ($\mu_s = 1/\rho$; $\eta = -1/\rho$).

Главным недостатком этого способа является снижение диапазона регулирования при уменьшении нагрузки вплоть до потери управляемости при $\mu \to 0$. Тем не менее, формирование искусственных характеристик с помощью вклю-



чения добавочных сопротивлений в цепь якоря остаётся распространённым способом управления двигателями постоянного тока в приводах, не требующих высокого качества процессов.



В технической литературе при описании характеристик двигателей постоянного тока обычно не разделяют двигатели независимого и параллельного возбуждения. Это неверно, т.к. в случае параллельного подключения обмотки возбуждения к цепи якоря (рис. 2.7) изменение напряжения будет приводить к изменению магнитного потока. При регулировании напряжение понижа-

ется относительно номинального, поэтому пропорционально будет уменьшаться ток обмотки возбуждения и, соответственно, снижаться магнитный поток. Таким образом, между коэффициентами управления υ и ϕ существует линейная связь $\phi = \upsilon$. Если учёсть это в уравнении (2.13), то оно примет вид:

$$v = \frac{1}{\upsilon} \left(\upsilon - \frac{\rho}{\upsilon} \mu \right) = 1 - \frac{\rho}{\upsilon^2} \mu = 1 - \frac{\mu}{\upsilon^2} \Big|_{\rho=1}, \qquad (2.20)$$

Механические и регулировочные характеристики при отсутствии добавочного сопротивления в цепи якоря ($\rho = 1$) показаны на рис. 2.7. Из этого рисунка следует, что при уменьшении напряжения жёсткость механических характеристик быстро падает ($\eta = -\upsilon^2$) и при нулевом напряжении механическая характеристика совпадает с осью ординат. Поэтому в отличие от двигателя независимого возбуждения здесь невозможен переход в режим динамического торможения при снижении напряжения до нуля.

Регулировочные характеристики при параллельном возбуждении существенно нелинейны. При малых нагрузках ($\mu \rightarrow 0$) они стремятся к единичному значению и, по сути, машина становится неуправляемой.

В схеме параллельного возбуждения возможно включение регулировочных сопротивлений в цепи якоря и обмотки возбуждения. В этом случае при постоянном напряжении питания процесс управления ничем не будет отличаться от рассмотренного выше аналогичного регулирования у двигателя независимого возбуждения.

Уравнения механической и электромеханической (скоростной) характеристик получены при условии полной компенсации магнитного поля реакции якоря в двигателе. Если компенсация неполная, то поле главных полюсов при увеличении тока якоря будет ослабляться, что приведёт к увеличению скорости



вращения. С другой стороны, увеличение тока вызывает увеличение падения напряжения на сопротивлении якоря и, следовательно, понижение скорости. В зависимости от того, какое из этих влияний преобладает, механическая и скоростная характеристики будут иметь положительный, нулевой или отрицательный наклон.

Введём в уравнение скоростной характеристики (2.15) условие ослабления потока главных полюсов током якоря, представляя относительный поток как $\varphi - k\iota$, где k – некоторый положительный коэффициент, нулевое значение которого соответствует условию полной компенсации. Тогда уравнение скоростной характеристики примет вид

$$v = \frac{\upsilon - \rho \iota}{\varphi - k\iota}.$$

r

Производная $\partial v / \partial \iota$ равна

$$\frac{\partial v}{\partial \iota} = \frac{vk - \rho\phi}{\left(\phi - k\iota\right)^2} = -\frac{\rho}{\phi}\bigg|_{k=0},$$

т.е. она отрицательна при полной компенсации, что обеспечивает устойчивую работу двигателя, и положительна, если $k > \varphi \rho / \upsilon$.

Таблица 2.1

Таблица параметров механических и регулировочных характеристик
двигателей независимого и параллельного возбуждения

к	ν	ν(μ)			$\nu(\kappa) [\kappa = \upsilon, \varphi, \rho]$		
		ν_0	μ_s	$\partial v / \partial \mu$	κ _s	v(1)	$\partial \nu / \partial \kappa$
$0 < \upsilon \leq 1$	$\upsilon - \mu$	υ	υ	-1	μ		1
$0 < \phi \le 1$	$\frac{\phi-\mu}{\phi^2}$	$\frac{1}{\varphi}$	φ	$-\frac{1}{\phi^2}$	μ	$1-\mu$	$\frac{\mu-\phi}{\phi^3}$
$1 \le \rho < \infty$	1-ρμ	1	$\frac{1}{\rho}$	-ρ	<u>1</u> μ		-μ
$0 < \upsilon \leq 1$	$1 - \frac{\mu}{\upsilon^2}$	1	υ^2	$-\frac{1}{\upsilon^2}$	$\sqrt{\mu}$	1-μ	$\frac{2\mu}{\upsilon^3}$

Примечание: цветом выделена строка, соответствующая параллельному возбуждению

В современных высоконасыщенных машинах влияние реакции якоря может быть настолько сильным, что для получения отрицательного наклона характеристик на главных полюсах помещают небольшую последовательную обмотку с МДС порядка 10% основной обмотки и включают её согласно с основной, создавая тем самым компенсирующее подмагничивание.

2.2.2. Двигатели последовательного и смешанного возбуждения

Уравнение механической характеристики двигателя последовательного возбуждения можно получить из уравнения (2.9), если учесть, что ток обмотки возбуждения равен току якоря, поэтому магнитный поток при условии отсутствия насыщения сердечника пропорционален току якоря *I* –

$$\Phi = kI \Leftrightarrow I = \Phi/k. \tag{2.21}$$

Подставляя это выражение в (2.8), получим

$$M = c\Phi I = kcI^{2} = c\Phi^{2} / k = (c\Phi)^{2} / kc.$$
(2.22)

И

$$e\Phi = \sqrt{M}\sqrt{kc} . \tag{2.23}$$

С учётом (2.23) уравнение (2.9) приобретает вид:

$$\omega = \frac{U}{c\Phi} - \frac{r}{\left(c\Phi\right)^2}M = \frac{U}{\sqrt{M}\sqrt{kc}} - \frac{r}{kc}.$$
(2.24)

Из выражения (2.22) можно найти пусковой момент естественной характеристики

$$\sqrt{M_s} = I_s \sqrt{kc} = \frac{U\sqrt{kc}}{r}, \qquad (2.25)$$

где $I_s = U/r$ – пусковой ток при номинальном напряжении U и сопротивлении r.

Магнитный поток регулируется шунтированием обмотки возбуждения (рис. 2.8). Из (2.21) его можно представить через переменный коэффициент ослабления 0 < φ ≤1 в виде



$$\Phi = \varphi k I , \qquad (2.26)$$

где *k* – коэффициент, соответствующий номинальному потоку при номинальном токе якоря *I*.

Представим напряжение, магнитный поток и сопротивление в уравнении (2.23) через относительные и номинальные значения

$$\omega = \frac{\upsilon Ur \sqrt{\varphi} \sqrt{kc}}{\sqrt{M} \sqrt{\varphi kc} r \sqrt{\varphi} \sqrt{kc}} - \frac{\rho r}{\varphi kc} = \frac{\upsilon \sqrt{M_s}}{\sqrt{\varphi} \sqrt{M}} \frac{r}{kc} - \frac{\rho r}{\varphi kc} = \frac{r}{kc} \left(\frac{\upsilon}{\sqrt{\varphi} \sqrt{\mu}} - \frac{\rho}{\varphi} \right). \quad (2.27)$$

Величина r/(kc) имеет размерность угловой скорости вращения. Её можно представить через магнитный поток в режиме пуска $\Phi_s = kI_s$ как

$$\frac{r}{kc} = \frac{rI_s}{\Phi_s c} = \frac{U}{\Phi_s c} = \omega_{\rm c},$$

т.е. она представляет собой угловую скорость холостого хода при номинальном напряжении на якоре и магнитном потоке, соответствующем заторможенному двигателю. Примем это значение за базовую угловую скорость, тогда уравнение (2.27) преобразуется к виду:

$$v = \frac{\upsilon}{\sqrt{\varphi}\sqrt{\mu}} - \frac{\rho}{\varphi}.$$
 (2.28)



Из уравнения (2.6) аналогичными преобразованиями можно получить уравнение скоростной характеристики в относительных единицах

$$v = \frac{\upsilon}{\varphi \iota} - \frac{\rho}{\varphi}.$$
 (2.29)

где $\iota = I / I_s$ – ток якоря, отнесённый к пусковому значению.

Уравнения (2.28) и (2.29)содержат те же коэффициенты управления, что и уравнения (2.13) и (2.15), т.е. в двигателе с последовательным возбуждением можно использовать те же способы регулирования, которые применялись для двигателя независимого возбуждения. Однако это утверждение справедливо с большими оговорками, т.к. изменение сопротивления шунта приводит к изменению магнитного потока не только за счёт перераспределения тока между шунтом и обмоткой возбуждения, но также за счёт изменения полного тока в цепи якоря, вызванного изменением суммарного сопротивления. Аналогично, изменение добавочного сопротивления приведёт не только к изменению полного сопротивления цепи, но и к изменению магнитного потока. Таким образом, коэффициенты ф и р в уравнениях (2.28) и (2.29) можно считать независимыми только при вариации в небольших пределах и при условии, что сопротивления обмотки возбуждения и шунта пренебрежимо малы по сравнению с сопротивлениями других элементов. Тем не менее, эти уравнения позволяют провести качественный анализ возможностей управления двигателем последовательного возбуждения.

Из уравнения (2.28) следует, что при снижении нагрузки ($\mu \rightarrow 0$) скорость вращения двигателя стремится к бесконечности. Это связано с уменьшением магнитного потока при снижении момента на валу и связанного с ним тока [см. (2.22)]. При малой нагрузке скорость вращения становится недопустимо большой, поэтому в приводе с двигателями последовательного возбуждения должна быть исключена возможность отсоединения двигателя от исполнительного механизма. Например, в них нельзя использовать ременную передачу. Обычно минимально допустимая нагрузка таких двигателей должна составлять 20...25% от номинальной мощности.

Так как у двигателей последовательного возбуждения электромагнитный момент $M \sim I^2$, а у двигателей незвисимого возбуждения $M \sim I$, то при одинаковых токах двигатели последовательного возбуждения развивают значительно больший момент. Это свойство особенно важно, если учесть, что для коллекторных двигателей ток по условию обеспечения нормальной коммутации должен ограничиваться до 1,5...2 номинальных значений.

Кроме того, скорость вращения двигателей независимого возбуждения под нагрузкой изменяется незначительно, т.е. $\Omega_{\parallel} \approx \text{const}$, а у двигателей последовательного возбуждения $\Omega \sim U/\sqrt{M}$. Поэтому мощность на валу у двигателей независимого возбуждения линейно зависит от момента нагрузки $P_{\parallel} = \Omega_{\parallel}M \sim M$, в то время как у двигателей последовательного возбуждения эта зависимость



существенно слабее – $P = \Omega M \sim \sqrt{M}$. Таким образом, при изменении момента нагрузки в широких пределах потребляемая двигателем последовательного возбуждения мощность изменяется значительно меньше, чем у двигателя независимого возбуждения.



Высокая перегрузочная способность в широком диапазоне изменений нагрузочного момента является причиной широкого распространения двигателей последовательного возбуждения в приводах электротранспорта и подъёмнотранспортных механизмах. Однако в последнее время в связи с развитием силовой электроники и появлением мощных надёжных и эффективных преобразователей частоты эти двигатели постепенно вытесняются из традиционных областей применения двигателями переменного тока, в частности асинхронными двигателями.

Характерной особенностью двигателей последовательного возбуждения является принципиальная невозможность перехода в режим генератора при повышении скорости вращения. Графически это выражается в отсутствии точки пересечения механической и скоростной характеристик с осью ординат (рис. 2.9). Физически это объясняется тем, что для перехода в генераторный режим при заданном направлении вращения ток якоря должен изменить своё направление, а направление ЭДС и магнитного поля при этом должны оставаться не-



изменными. Но при последовательном соединении якоря и обмотки возбуждения это невозможно, поэтому для перевода двигателя последовательного возбуждения в режим генератора необходимо переключить концы обмотки возбуждения.

Механические характеристики при регулировании скорости изменением напряжения питания, магнитного потока и включением добавочного сопротивления показаны на рис. 2.9 *a*, *б* и *в*.

Регулирование изменением напряжения можно производить плавно с помощью полупроводникового преобразователя или дискретно переключением отводов трансформатора источника питания. В транспортных многодвигательных приводах существует также возможность переключения двигателей с параллельного подключения к сети на последовательное.

При любом способе реализации напряжение понижается по отношению к номинальному, и скорость вращения уменьшается в соответствии с выражением

$$v = \frac{\upsilon}{\sqrt{\mu}} - 1, \qquad (2.30)$$

полученным из (2.28) при условии $\phi = 1; \rho = 1$.

Все характеристики имеют асимптотами ось ординат и значение -1 и не пересекаются между собой (рис. 2.9, *a*). Это легко доказать, составив уравнения (2.30) для двух произвольных значений напряжения $\upsilon_1 \neq \upsilon_2$, и проверить условие равенства скоростей при одинаковых моментах

$$v_1 = v_2 \Longrightarrow \frac{v_1}{\sqrt{\mu}} - 1 = \frac{v_2}{\sqrt{\mu}} - 1$$
,

которое выполняется только при $\upsilon_1 = \upsilon_2$, что противоречит исходным данным.

Пусковой момент сильно зависит от напряжения питания $\mu_s = \upsilon^2$.

Регулирование ослаблением магнитного поля проще всего реализуется шунтированием обмотки возбуждения (рис. 2.8). Уравнение механической характеристики для этого способа получим из (2.28), полагая υ = 1; ρ = 1

$$v = \frac{1}{\sqrt{\varphi}\sqrt{\mu}} - \frac{1}{\varphi}.$$
 (2.31)

В двигателях последовательного возбуждения, также как в двигателях независимого возбуждения, ослабление магнитного потока вызывает увеличение скорости вращения при малой нагрузке и уменьшение при большой. Графически это выражается в наличии точек пересечения характеристик, построенных при различных величинах магнитного потока. При малых моментах нагрузки характеристика при слабом потоке проходит выше, а при больших моментах ниже характеристики при сильном потоке (рис. 2.9, *б*). Границу этих областей или точку пересечения характеристик можно определить из равенства



Отсюда

Область повышения скорости вращения при ослаблении поля показана на рис. 2.9, δ в увеличенном масштабе. Она соответствует относительным нагрузочным моментам $\mu < 0,1$ и скоростям вращения $\nu > 2$. Это связано с тем, что базовым значением для момента является номинальный пусковой момент, многократно превосходящий номинальную нагрузку, а базовым значением для скорости – скорость, соответствующая магнитному потоку при пусковом токе в обмотке возбуждения, которая во много раз меньше номинальной скорости.

Таблица 2.2

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ У

	N	ν(μ)			$v(\kappa) [\kappa = \upsilon, \varphi, \rho]$		
к	v	ν ₀	μ_s	$\partial v / \partial \mu$	κ _s	ν(1)	$\partial v / \partial \kappa$
0<υ≤1	$\frac{\upsilon}{\sqrt{\mu}}$ -1		υ^2	$-\frac{\upsilon}{2\sqrt{\mu^3}}$	$\sqrt{\mu}$		$\frac{1}{\sqrt{\mu}}$
$0 < \phi \le 1$	$\frac{1}{\sqrt{\phi}\sqrt{\mu}} - \frac{1}{\phi}$	œ	φ	$-\frac{\phi}{2\sqrt{\left(\phi\mu\right)^{3}}}$	μ	$\frac{1}{\sqrt{\mu}}$ -1	$\frac{1}{\phi^2} - \frac{\mu}{2\sqrt{(\phi\mu)^3}}$
$1 \le \rho < \infty$	$\frac{1}{\sqrt{\mu}} - \rho$		$\frac{1}{\rho^2}$	$-\frac{1}{2\sqrt{\mu^3}}$	$\frac{1}{\sqrt{\mu}}$		-1

Таблица параметров механических и регулировочных характеристик двигателей последовательного возбуждения

Вертикальной асимптотой всех механических характеристик является ось ординат, а горизонтальной – величина обратная относительному магнитному потоку $-1/\phi$.

Пусковой момент при ослаблении потока линейно зависит от коэффициента управления $\mu_s = \phi$

Включение добавочного сопротивления в цепь якоря позволяет понизить скорость вращения в соответствии с уравнением

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu}} - \rho. \tag{2.32}$$

Характеристики, соответствующие (2.32) показаны на рис. 2.9, *в*. Они не пересекаются при $\rho_1 \neq \rho_2$



$$v_1 = v_2 \Longrightarrow \frac{1}{\sqrt{\mu}} - \rho_1 = \frac{1}{\sqrt{\mu}} - \rho_2$$
,

т.к. это возможно, только если $\rho_1 = \rho_2$. Следовательно, характер влияния добавочного сопротивления одинаков во всех режимах работы двигателя.

Включение добавочного сопротивления сильно влияет на пусковой момент двигателя μ_{s} = $1/\rho^{2}$

Этот способ крайне неэкономичен, т.к. возникают большие потери в реостате, но для формирования переходных режимов в приводе простейшими средствами он может и используется на практике.

На рис. 2.9, г показаны электромеханические (скоростные) характеристики, соответствующие включению различных добавочных сопротивлений. Они построены по уравнению (2.29) при номинальном напряжении питания ($\upsilon = 1$) и номинальном магнитном потоке ($\varphi = 1$).

$$v = \frac{1}{\iota} - \rho. \tag{2.33}$$

Характер кривых $v = f(\iota, \rho)$ такой же, как $v = f(\mu, \rho)$, но крутизна скоростных характеристик $\partial v / \partial \iota = -1/\iota^2$ в области номинальных токов существенно больше крутизны механических характеристик $\partial v / \partial \mu = -1/(2\sqrt{\mu^3})$.

Пусковой ток при реостатном регулировании значительно меньше зависит от величины добавочного сопротивления ($\iota_s = 1/\rho$), чем пусковой момент.

Недостатки двигателей последовательного возбуждения, связанные с ослаблением поля при малых нагрузках устраняются разделением обмотки возбуждения на две части, одна из которых включается в цепь якоря последовательно, а другая параллельно (рис. 2.10, *a*). В зависимости от числа витков об-



моток возбуждения и протекающих по ним токов МДС последовательной и параллельной обмоток могут быть различными. Кроме того, они могут включаться согласно или встречно. Обычно машины проектируются так, чтобы преобладала МДС параллельной обмотки при согласном включении последовательной.

Механические характеристики двигателей смешанного возбуждения (рис. 2.10,

6, 1) мягче, чем двигателей независимого возбуждения (рис. 2.10, 6, 2), но жёстче, чем двигателей последовательного возбуждения (рис. 2.10, 6, 3). Скорость холостого хода двигателей смешанного возбуждения конечна, что исключает аварийные режимы при малых нагрузках.

Изменением соотношения МДС параллельной и последовательной обмоток можно получить практически любую механическую характеристику. Дви-



гатели смешанного возбуждения применяют в приводах, где требуется большой пусковой момент и допустимы значительные изменения скорости при колебаниях нагрузки в широких пределах. Эти условия характерны для приводов компрессоров, прокатных станов, печатных машин, электротранспорта и др.

2.2.3. Тормозные режимы двигателей постоянного тока Тормозные режимы работы предназначены для:

- поддержания постоянной скорости движения или неподвижного состояния механизма, подверженного действию активных (потенциальных) моментов или усилий (спуск груза, движение под уклон);
- снижения скорости движения или остановки.

Для приводов, работающих с частыми пусками, процессы торможения ответственнее и сложнее разгонов.

Отказ или нарушение работы пускового устройства могут привести только к простою оборудования или порче продукции, тогда как нечеткая работа в тормозном режиме или отказ оборудования при торможении часто становятся причиной серьёзных аварий, сопровождающихся разрушением механизмов и/или травмами людей. Поэтому тормозным режимам и устройствам уделяется повышенное внимание при разработке приводов и в практике их эксплуатации.

У всех двигателей существует три режима торможения:

- 1) с отдачей энергии в питающую сеть (рекуперативное торможение);
- 2) противовключение;
- 3) электродинамическое.

Во всех тормозных режимах машина работает в режиме генератора, и их отличие состоит лишь в том, как направлена ЭДС якоря по отношению к напряжению питающей сети.

2.2.3.1. Рекуперативное торможение

Рекуперативное торможение возникает, когда машина вращается со скоростью, превышающей скорость холостого хода. Участки механических и скоростных характеристик, соответствующие этому режиму находятся во втором и четвёртом квадрантах.

В режиме рекуперативного торможения электрическая энергия вырабатываемая машиной отдаётся источнику питания. При этом источник ЭДС якоря включён параллельно источнику ЭДС сети (рис. 2.11, *a*), поэтому этот режим называется также режимом генератора, работающего параллельно с сетью.

При переходе в режим рекуперативного торможения направление тока якоря меняется на противоположное. Из уравнения Кирхгофа ток якоря в этом режиме равен

$$I_{a} = \frac{U - E_{a}}{r_{a}} = \frac{U - c\Phi\omega}{r_{a}} < 0.$$
 (2.34)

Из уравнения (2.34) следует, что изменить направление (знак) тока можно двумя способами:



- 1) повышением скорости вращения ω за счёт механической энергии нагрузки;
- 2) понижением напряжения питания;



Скорость вращения в статическом режиме превышает скорость холостого хода, если момент нагрузки действует в направлении вращения. Такая ситуация возможна, например, при спуске груза, создающего на валу двигателя, вращающегося в положительном направлении, отрицательный момент сопротивления $(-M_{c2})$ на рис. 2.11, δ). В этом случае точка пересечения механических характеристик двигателя и нагрузки распола-

гается во втором квадранте выше точки холостого хода (точка c_1 на рис. 2.11, б). При этом вращающий момент двигателя и ток якоря отрицательны.

Аналогичная ситуация возникает, если знак момента нагрузки изменяется на противоположный. Например, если при движении изменится соотношение грузов на рис. 1.9, б. Тогда машина, работавшая в режиме двигателя с положительным моментом нагрузки M_{c1} (точка *a* на рис. 2.11, б), перейдёт в генераторный режим, соответствующий моменту нагрузки $-M_{c2}$ (точка c_1 на рис. 2.11, б).

В генераторном режиме параллельно с сетью будет работать машина с положительным активным моментом нагрузки M_{c1} , если изменить полярность источника питания. В этом случае участок механической характеристики, соответствующий режиму генератора, будет располагаться в четвёртом квадранте, и статический режим будет соответствовать точке c_2 на рис. 2.11, δ .

Режим рекуперативного торможения возникает также в переходных процессах, например, когда требуется понизить скорость вращения. Если скачкообразно уменьшить напряжение питания двигателя, то механическая характеристика, соответствующая новому значению скорости холостого хода ω'_0 будет располагаться ниже исходной (рис. 2.11, δ). В случае работы двигателя с моментом нагрузки M_{c1} в первый момент после понижения напряжения скорость вращения вследствие инерционности останется прежней, соответствующей точке *a*, а вращающий момент станет равным $-M_b$, т.е. момент двигателя станет тормозным и машина перейдёт в режим генератора. Под действием тормозного момента $-M_b - M_{c1}$ скорость будет понижаться, пока в точке c_3 не возникнет новый статический режим. При этом с момента начала переходного процесса до момента снижения скорости до значения ω'_0 машина будет работать в режиме рекуперативного торможения (участок $b\omega'_0$ механической характеристики на рис. 2.11, δ), после чего перейдёт в режим двигателя.



В случае двигателя последовательного возбуждения режим рекуперативного торможения не может возникнуть путём простого повышения скорости вращения, т.к. увеличение скорости сопровождается уменьшением магнитного потока. Поэтому его осуществляют переключением машины на параллельное возбуждение.

2.2.3.2. Торможение противовключением

Торможение противовключением возникает

- в статическом состоянии, когда исполнительный механизм вращает машину в сторону, противоположную направлению действия электромагнитного момента;
- 2) в переходном процессе при переключении полярности источника питания.



В обоих случаях направление действия ЭДС якоря совпадает с направлением ЭДС источника питания и в цепи якоря рассеивается суммарная мощность, потребляемая от сети и генерируемая машиной – $I_a^2(r_a + r_z) = UI_a + E_aI_a$. Поэтому противовключение называют также генераторным режимом последовательно с сетью (рис. 2.12, *a*).

Участки механических характеристик, соответствующие режиму противовключения при положительном электромагнитном моменте двигателя находятся в четвёртом квадранте, а при отрицательном – во втором квадранте.

Режим противовключения без дополнительного сопротивления в цепи якоря является аварийным, т.к. при этом ток возрастает до величин, недопустимых по условиям коммутации.

В случае работы двигателя на активную механическую нагрузку, например, при подъёме груза, переход к спуску можно осуществить включением добавочного резистора в цепь якоря (рис. 2.12, *a*). При этом двигатель, работавший в статическом режиме, соответствующем точке *a* на рис. 2.12, *б*, перейдёт на искусственную характеристику $\omega_0 c_1$ в точку b_1 . Его вращающий момент резко уменьшится и скорость начнёт снижаться. Если при нулевой скорости момент нагрузки будет больше пускового момента, то двигатель начнёт вращаться в противоположную сторону (груз начнёт опускаться). С этого момента машина перейдёт в режим противовключения. Скорость её вращения и ток якоря будут



увеличиваться до тех пор, пока вращающий момент не достигнет величины момента нагрузки M_c , что будет соответствовать точке статического режима c_1 .

Для двигателей последовательного возбуждения торможение противовключением является основным видом торможения. Здесь переход к режиму противовключения также осуществляется включением добавочного сопротивления в цепь якоря. После этого двигатель перейдёт на искусственную механическую характеритику в точку b_1 на рис. 2.12, e, его вращающий момент уменьшится и далее процесс торможения будут протекать аналогично торможению двигателя с независимым возбуждением.

Режим противовключения используется также при реверсе и при экстренном торможении. В этом случае в приводах с двигателями независимого возбуждения он реализуется переключением полярности источника питания якоря, а в приводах с двигателями параллельного и последовательного возбуждения переключением выводов щёток. При этом в цепь якоря обязательно включается токоограничивающее добавочное сопротивление. После переключения машина сразу переходит в тормозной режим, соответствующий точке b_2 на искусственной механической характеристике. Как следует из рис. 2.12, б и в, тормозной момент при переключении равен $-M_{b2} - M_c$. Он существенно больше, чем тормозной момент при включении добавочного сопротивления $M_{b1} - M_c$. Поэтому торможение будет гораздо более эффективным, т.к. эта разность определяет величину углового ускорения. Постепенно скорость вращения уменьшится до нуля (точка с, на рис. 2.12, б), и всё это время машина будет работать в режиме противовключения. Развитие переходного процесса после остановки будет зависеть от характера и величины нагрузки. Если нагрузка активная, то под действием разности моментов двигатель начнёт вращаться в противоположную сторону. Если это нежелательно, то после остановки двигатель нужно отключить от сети, а механизм затормозить. В случае реактивной нагрузки с моментом, превышающим пусковой момент двигателя, механизм остановится и будет удерживаться в неподвижном состоянии силами трения.

2.2.3.3. Динамическое торможение

В режиме динамического торможения якорь двигателя отключатся от сети и замыкается на добавочное сопротивление (рис. 2.13, *a-в*). При этом обмотка возбуждения может оставаться подключённой к источнику питания (рис. 2.13, *a*), но может также подключаться параллельно или последовательно к якорю (рис. 2.13, δ и *в*). В последнем случае питание обмотки возбуждения осуществляется энергией, генерируемой якорем, и режим работы называется динамическим торможением с самовозбуждением. Двигатели последовательного возбуждения переводятся в режим динамического торможения включением по схеме с независимым возбуждением.

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ УН

Машина в режиме динамического торможения с возбуждёнными полюсами работает генератором за счёт механической энергии нагрузки и рассеивает электрическую энергию в цепи якоря.

Уравнение механической характеристики динамического торможения двигателя независимого возбуждения получается из уравнения (2.9) при условии U=0:

$$\omega = -\frac{r_a + r_z}{\left(c\Phi\right)^2} M \Leftrightarrow M = -\omega \frac{\left(c\Phi\right)^2}{r_a + r_z}.$$
(2.35)

Механическая характеристика представляет собой прямую линию, проходящую через начало координат (рис. 2.13, д). Тормозной момент линейно зависит от скорости вращения и жёсткости характеристики (угла наклона), определяемой при постоянном потоке $\Phi = \text{const}$ суммарным сопротивлением цепи якоря $(r_{a} + r_{z})$.



Для ограничения тока И момента при торможении В цепь якоря обычно включается добавочное сопротивление r_z . Однако этого можно не делать, если торможение происходит на малых скоростях вращения. Тогда вся мощность, генерируемая машиной при торможении, будет рассеваться на сопротивлении обмотки якоря.

В

качестве

Рассмотрим примера режим торможения при активной нагрузке двигателя. После отключения якоря от сети и замыкания на добавочное сопротивление, электромагнитный момент двигателя станет равным $-M_h$, и скорость вращения начнёт понижаться, пока привод не остановится. После остановки двигатель под действием активного момента нагрузки начнёт вращаться в противоположную сторону до тех пор, пока не достигнет скорости ω, соответствующей статическому режиму. В случае реактивной нагрузки типа сухого трения вращение прекратится по достижении нулевой скорости.

Динамическое торможение с самовозбуждением реализуется включением двигателей параллельного и последовательного возбуждения по схемам рис. 2.13, б и в. Для самовозбуждения необходимо, чтобы главные полюсы имели поток остаточного намагничивания Φ_{δ} , составляющий минимум 2...3% от номинального. Если машину с подключённой параллельно обмоткой (рис. 2.13, б) привести во вращение, то на щётках и на обмотке возбуждения появится небольшое напряжение, пропорциональное остаточному потоку и скорости вращения. Под действием этого напряжения ток в обмотке возбуждения увеличится, и если создаваемый обмоткой поток направлен так же как остаточный, то



суммарный поток увеличится, что вызовет возрастание напряжения и дальнейшее увеличение потока. Этот процесс будет продолжаться до определённого состояния, при котором наступит статическое равновесие.

Необходимым условием развития процесса самовозбуждения является согласное направление остаточного магнитного потока и потока, формируемого обмоткой возбуждения. При этом направление потока главных полюсов машины определяется направлением протекания тока в обмотке, которое, в свою очередь, зависит от направления действия ЭДС якоря, т.е. от направления вращения, и от полярности подключения обмотки. Таким образом, при любом направлении вращения можно выбрать такое подключение обмотки возбуждения, которое обеспечит развитие процесса самовозбуждения.

Однако условие согласования остаточного и возбуждаемого обмоткой потоков не является достаточным для самовозбуждения. Пусть, например, генератор параллельного возбуждения работает на холостом ходу, т.е. внешнее сопротивление r_z в схеме рис. 2.13, б отсутствует. Напряжение на обмотке возбуждения равно ЭДС вращения за вычетом падения напряжения на сопротивлении якоря и щётках. Если построить характеристики холостого хода генератора при различных скоростях вращения $U_a = f(i_{\rm B}, \omega)$, то они, в силу линейной зависимости ЭДС от скорости вращения, будут отличаться друг от друга только масштабом по оси ординат (рис. 2.14, *a*).

Уравнение Кирхгофа для цепи обмотки возбуждения имеет вид

$$U_a = r_e i_e + L_e \frac{di_e}{dt}$$

где $r_e; L_e; i_e$ – сопротивление, индуктивность и ток обмотки.



Рис. 2.14.

Статический режим генератора наступит, когда $di_e/dt = 0$, т.е. когда падение напряжения на обмотке возбуждения станет равным напряжению на щётках якоря. Графически это соответствует точке пересечения вольтамперной характеристики обмотки возбуждения с какой-либо характеристикой холостого хода. Статическая вольтамперная характеристика обмотки представляет собой



прямую линию, тангенс угла наклона которой пропорционален величине сопротивления r_e .

Из рис. 2.14, *а* следует, что обмотка с малым сопротивлением (линия *1*) обеспечивает режим самовозбуждения только при скоростях вращения выше четверти от номинальной скорости ($\omega > 0,25\omega_n$), а обмотка с большим сопротивлением (линия *2*) – при скоростях $\omega > 0,75\omega_n$. Граничное значение сопротивления, при котором обеспечивается самовозбуждение при заданной скорости вращения, называется критическим. Оно соответствует касательной к линейному участку характеристики холостого хода. Например, тангенс угла наклона линии *2* соответствует критическому сопротивлению при скорости $\omega = 0,75\omega_N$.

При заданном значении сопротивления обмотки возбуждения можно тем же методом касательной решить обратную задачу, т.е. найти скорость вращения, обеспечивающую самовозбуждение и называемую критической.

При подключении тормозного резистора r_z сопротивление внешней цепи генератора уменьшится и станет равным $\frac{r_e r_z}{r_e + r_z}$. С учётом того, что обычно $r_z \ll r_e$, результирующее сопротивление будет определяться в основном тормозным резистором $\frac{r_e r_z}{r_e + r_z} \approx r_z$. Тогда уравнение механической характеристики

режима динамического торможения с самовозбуждением будет иметь вид:

$$\omega = -\frac{r_a + r_z}{\left[c\Phi(\omega)\right]^2} M \Leftrightarrow M = -\omega \frac{\left[c\Phi(\omega)\right]^2}{r_a + r_z}.$$
(2.36)

Процесс динамического торможения с самовозбуждением двигателей последовательного возбуждения ничем по существу не отличается от торможения двигателей параллельного возбуждения. Отличие заключается только в уравнении механической характеристики, в котором к сумме сопротивлений $r_a + r_z$ нужно добавить сопротивление обмотки возбуждения.

Сравнение уравнений (2.35) и (2.36) показывает, что в отличие от динамического торможения с возбуждёнными полюсами, тормозной момент при самовозбуждении является сложной функцией от нелинейной зависимости магнитного потока от скорости вращения $\Phi(\omega)$. Примерный вид механической характеристики показан на рис. 2.14, δ . Такая характеристика весьма неудобна для практики. При малых скоростях вращения тормозной момент очень мал, т.к. создаётся магнитным потоком остаточного намагничивания. После достижения критической скорости машина возбуждается, магнитный поток и тормозной момент резко возрастают, в результате чего характеристика приобретает излом.

Неблагоприятный вид механической характеристики динамического торможения с самовозбуждением является причиной того, что оно применяется только как аварийное торможение в случае отключения питания двигателя.



2.2.4. Расчёт сопротивлений в якорной цепи



При проектировании электроприводов часто возникает задача определения величины добавочного сопротивления в цепи якоря, необходимого для получения заданной искусственной характеристики. Исходными величинами являются справочные или экспериментальные данные двигателя.

Рассмотрим задачу расчёта секций пускового реостата для двигательного режима. В общем случае необходимо найти значения добавочных сопротивлений, включение которых позволит при пуске удерживать ток в заданных пределах. Для коллекторных двигателей нижний предел выбирается по отношению к значению тока под нагрузкой

$$I_{\min} = 1, 2 \dots 1, 5 I_c$$

а верхний - по отношению к номинальному то-

ку

$$I_{\max} = 2, 0 \dots 2, 5I_n$$

2.2.4.1. Расчет сопротивлений для двигателя независимого возбуждения

Электромеханическая (скоростная) характеристика двигателя независимого или параллельного возбуждения при номинальном напряжении якоря имеет вид

$$\omega = \frac{U_N - IR}{\Psi_N} = \omega_0 - \frac{R}{\Psi_N} I,$$

где $\Psi_N = c\Phi_N = \frac{pN}{2\pi a}\Phi_N; \ \omega_0 = \frac{U_N}{\Psi_N}.$

Или в относительных единицах –

$$\nu = \frac{\omega}{\omega_0} = 1 - \iota \rho \tag{2.37}$$

где $\iota = I / I_N$; $\rho = (r_a + r_z) I_N / U_N^*$.

Зададим диапазон изменения тока $\iota_1 = I_{\min} / I_N$; $\iota_2 = I_{\max} / I_N$ и построим семейство скоростных характеристик так, чтобы переход к новому режиму происходил по достижении нижней границы диапазона (рис. 2.15, *a*). При этом ток якоря в первый момент после изменения величины сопротивления должен соответствовать значению верхней границы.

Тогда для первой ступени пуска справедливо:

следует обратить внимание на то, что здесь, в отличие от раздела 2.2.1, базовым значением тока является номинальное значение, а базовым сопротивлением отношение номинального напряжения к номинальному току якоря.



$$v_{12} = 1 - \iota_2 \rho_1 = 0 \implies \rho_1 = 1/\iota_2$$

$$v_{11} = 1 - \iota_1 \rho_1$$
(2.38)

для второй:

$$v_{22} = 1 - \iota_2 \rho_2 = v_{11}$$

$$v_{21} = 1 - \iota_1 \rho_2$$
(2.39)

для третьей:

$$v_{32} = 1 - \iota_2 \rho_3 = v_{21}$$

$$v_{31} = 1 - \iota_1 \rho_3$$
(2.40)

и для четвёртой ступени:

$$\mathbf{v}_{42} = 1 - \iota_2 \rho_4 = 1 - \iota_2 \rho_a = \mathbf{v}_{31}. \tag{2.41}$$

Используя равенство скоростей вращения в первый момент после перехода на новую ступень, можно найти полное относительное сопротивление для *k*-й ступени

$$\rho_{k} = \frac{\iota_{1}}{\iota_{2}} \rho_{(k-1)} = \lambda \rho_{(k-1)} = \lambda^{(k-1)} \rho_{1} = \lambda^{(k-1)} / \iota_{2} = \lambda^{k} / \iota_{1}$$
$$\lambda = \frac{\iota_{1}}{\iota_{2}} = \frac{\rho_{k}}{\rho_{(k-1)}} = \frac{I_{1}}{I_{2}} = \frac{r_{a} + r_{zk}}{r_{a} + r_{z(k-1)}}$$

т.е. *соотношение полных сопротивлений якорной цепи в соседних ступенях равно соотношению граничных токов* – λ.

Подставляя значение ρ_k из (2.42) в уравнения (2.38–2.40), получим значения скоростей переключения

Полное относительное сопротивление последней *т*-й ступени равно:

$$\rho_m = \rho_a = \lambda^m / \iota_1 = \lambda^{(m-1)} / \iota_2, \qquad (2.44)$$

где $\rho_a = r_a I_N / U_N$.

Из выражений (2.44) можно определить число ступеней при заданных граничных токах

$$m = \frac{\lg \rho_a \iota_1}{\lg \lambda} = \frac{\lg \frac{r_a I_1}{U_N}}{\lg \lambda} = \frac{\lg \rho_a \iota_2}{\lg \lambda} + 1 = \frac{\lg \frac{r_a I_2}{U_N}}{\lg \lambda} + 1$$
(2.45)

В общем случае при заданных границах диапазона и параметрах двигателя решить задачу целым числом ступеней невозможно, т.е. значение *m* из выраже-



ний (2.45) получается дробным числом, и его следует округлить до ближайшего целого m'. Округление приводит к тому, что одна из границ расчётного интервала токов должна измениться. Поэтому отношение λ нужно рассчитать заново и найти новое граничное значение ι'_1 или ι'_2 –

$$\lambda' = \sqrt[m']{\iota_1 \rho_a} = \sqrt[m']{\frac{r_a I_1}{U_N}} = \frac{\iota_1}{\iota_2'} = \frac{I_1}{I_2'} \Leftrightarrow \iota_2' = \frac{\iota_1}{\lambda'}; I_2' = \frac{I_1}{\lambda'}$$
(2.46)

$$\lambda'' = \sqrt[(m'-1)]{\iota_2 \rho_a} = \sqrt[(m'-1)]{\frac{r_a I_2}{U_N}} = \frac{\iota_1'}{\iota_2} = \frac{I_1'}{I_2} \Leftrightarrow \iota_1' = \iota_2 \lambda''; \ I_1' = I_2 \lambda''$$
(2.47)

Если желательно сохранить нижнюю границу интервала токов, то новое значение λ нужно рассчитать по выражению (2.46), а если верхнюю, то по выражению (2.47).

После корректировки границ интервала токов можно найти значения всех добавочных сопротивлений

$$\rho_{zk} = \rho_k - \rho_a = \frac{(\lambda')^k}{\iota_1} - \frac{(\lambda')^m}{\iota_1} = \frac{(\lambda')^k - (\lambda')^m}{\iota_1};$$

$$\rho_{zk} = \rho_k - \rho_a = \frac{(\lambda'')^{k-1}}{\iota_2} - \frac{(\lambda'')^{m-1}}{\iota_2} = \frac{(\lambda'')^{k-1} - (\lambda'')^{m-1}}{\iota_2}$$
(2.48)

или в абсолютных единицах

$$R_{zk} = R_{k} - R_{a} = \frac{U_{N}}{I_{1}} \Big[(\lambda')^{k} - (\lambda')^{m} \Big];$$

$$R_{zk} = R_{k} - R_{a} = \frac{U_{N}}{I_{2}} \Big[(\lambda'')^{k-1} - (\lambda'')^{m-1} \Big]$$
(2.49)

где $1 \le k \le m - 1$.

Так как величина тока якоря и вращающий момент двигатели линейно связаны между собой, то рассмотренный алгоритм расчёта пусковых сопротивлений можно использовать в случае, если заданы границы допустимого изменения вращающего момента $\mu_1 = \mu_{min}$ и $\mu_2 = \mu_{max}$. Для расчёта нужно просто во всех выражениях (2.37)...(2.49) заменить граничные значения тока ι_1 и ι_2 на значения момента.

Переключение ступеней пускового реостата производится последовательно замыкающимися контактами ключей $S_1...S_3$ (рис. 2.15, δ) Управление ключами может производиться вручную или релейно-контакторной схемой управления. Сигналом управления для реле может быть величина тока якоря, скорость вращения, время и др.

2.2.4.2. Расчет сопротивлений для двигателя последовательного возбуждения

Для получения скоростной характеристики двигателя последовательного возбуждения преобразуем уравнение (2.6) с учетом (2.7) и связи магнитного по-

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ УІ

тока с током якоря $\Phi = kI$, а затем представим его в относительных единицах, выбрав в качестве базовых величин номинальный ток $I_{\rm d} = I_{\rm N}$, номинальное напряжение $U_{\rm f} = U_{\rm N}$ и сопротивление $r_{\rm f} = U_{\rm N}/I_{\rm N}$. Тогда $U_N = E + Ir = c\Phi\omega + \iota I_N r = ck\iota I_N \omega + \iota I_N r$ (2.50) $\omega = \frac{U_N}{ck \iota I_N} - \frac{r}{ck} \Longrightarrow \nu = \frac{1}{\iota} - \rho$

где $r = r_a + r_e + r_z$ – суммарное сопротивление, включающее сопротивление якоря r_a , обмотки возбуждения r_e и добавочное сопротивление r_z ; $\rho = r/r_6$; $\iota = I/I_N$ – относительное значение тока якоря; $\nu = \omega \frac{ckI_N}{U_N}$.

0 l. l, a) U_n б) Рис. 2.16.

Полученное уравнение по форме идентично уравнению (2.29) при $\upsilon = \phi = 1$, но отличается от него выбором базовых величин.

Пользуясь уравнением (2.50), определим скорости, при которых должны переключаться сопротивления:

$$v_{12} = \frac{1}{\iota_2} - \rho_1 = 0 \implies \rho_1 = \frac{1}{\iota_2}; \quad v_{11} = \frac{1}{\iota_1} - \rho_1;$$

$$v_{22} = \frac{1}{\iota_2} - \rho_2 = v_{11}; \quad v_{21} = \frac{1}{\iota_1} - \rho_2;$$

$$v_{32} = \frac{1}{\iota_2} - \rho_3 = v_{21}; \quad v_{31} = \frac{1}{\iota_1} - \rho_3;$$

$$v_{42} = \frac{1}{\iota_2} - \rho_4 = \frac{1}{\iota_2} - \rho_a = v_{31}$$
(2.51)

 $\rho_k =$

Используя равенство скоростей вращения

в первый момент после перехода на новую

ступень, можно найти полное относительное сопротивление для k-й ступени

$$v_{k2} = \frac{1}{\iota_2} - \rho_k = v_{(k-1)1} = \frac{1}{\iota_1} - \rho_{(k-1)}$$

$$\downarrow \qquad (2.52)$$

$$\rho_{(k-1)} - \frac{1}{\iota_1} + \frac{1}{\iota_2} = \rho_{(k-1)} - \Lambda = \rho_1 - (k-1)\Lambda$$

где $\Lambda = \frac{1}{\iota_1} - \frac{1}{\iota_2} = \frac{\iota_2 - \iota_1}{\iota_1 \iota_2}.$

Подставляя значение ρ_k из (2.52) в уравнения (2.51), получим значения скоростей переключения



$$v_{11} = \frac{1}{\iota_1} - \rho_1 = \frac{1}{\iota_1} - \frac{1}{\iota_2} = \Lambda;$$

$$v_{21} = \frac{1}{\iota_1} - \rho_2 = \frac{1}{\iota_1} - \rho_1 + \Lambda = 2\Lambda;$$

$$\vdots$$

$$v_{k1} = k\Lambda.$$

(2.53)

Полное относительное сопротивление последней *т*-й ступени равно:

$$\rho_m = \rho_a = \rho_1 - (m-1)\Lambda = \frac{1}{\iota_2} - (m-1)\Lambda, \qquad (2.54)$$

где $\rho_a = r_a I_N / U_N$.

Из (2.54) по известному сопротивления якоря и граничным значениям тока можно найти число ступеней *m* –

$$m = \frac{\rho_1 - \rho_a}{\Lambda} + 1 = \frac{(1 - \rho_a \iota_2)\iota_1}{\iota_2 - \iota_1}.$$
 (2.55)

Полученное число *m* нужно округлить до ближайшего целого *m'*, а затем найти новое значение нижней ι'_1 или верхней ι'_2 границы токов, удовлетворяющее уравнению (2.55)

$$\iota_1' = \frac{m'\iota_2}{1 + m' - \rho_a \iota_2}; \ \iota_2' = \frac{\iota_1(m' + 1)}{m' + \rho_a \iota_1},$$
(2.56)

а также новое значение

$$\Lambda' = \frac{\iota'_2 - \iota_1}{\iota_1 \iota'_2} \vee \Lambda'' = \frac{\iota_2 - \iota'_1}{\iota'_1 \iota_2}.$$
(2.57)

Полные относительные сопротивления каждой ступени являются суммой сопротивления якоря ρ_a и добавочного сопротивления ρ_{zk} , т.е. $\rho_k = \rho_a + \rho_{zk}$. Тогда из (2.52) можно найти добавочные сопротивления всех ступеней –

$$\rho_{zk} = \rho_k - \rho_a = (k-1)\Lambda' \tag{2.58}$$

или в абсолютных единицах –

$$R_{zk} = R_k - R_a = \frac{U_N}{I_N} (k - 1)\Lambda'.$$
(2.59)

где $1 \le k \le m - 1$.

Управление ключами пускового реостата двигателя последовательного возбуждения ($S_1...S_3$ на рис. 2.16, δ) производится также, как и у двигателя независимого возбуждения.

2.2.5. Механические характеристики приводов постоянного тока

2.2.5.1. Характеристики системы генератор-двигатель

До недавнего времени для получения искусственных механических характеристик двигателей постоянного тока широко использовалась система генератор-двигатель. Эта система в настоящее время также используется в уникаль-



ных приводах большой мощности, но постепенно вытесняется системами приводов с полупроводниковыми преобразователями.



Структурная схема системы генератордвигатель показан на рис. 2.17. Основными её элементами являются двигатель и генератор постоянного тока независимого возбуждения (*M* и *G* на рис. 2.17). Цепь якоря двигателя питается от генератора, что позволяет плавно регулировать напряжение в широких пределах и свободно осуществлять рекуперацию энергии двигателя при переходе в генераторный режим.

Регулирование величины напряжения на выходе генератора осуществляется изменением магнитного потока с помощью реостата R_g , включённого в цепь питания обмотки возбуждения. Полярность напряжения на выходе генератора изменяют переключением полярности обмотки возбуждения (ключ *S* на рис. 2.17).

Питание цепей обмоток возбуждения двигателя и генератора осуществляется дополнительным генератором постоянного тока с самовозбуждением, называемым возбудителем. Величина напряжения на его выходе и режим самовозбуждения регулируются реостатом в цепи обмотки возбуждения R_e . Наличие возбудителя в системе не является обязательным. Его функции может выполнять сеть постоянного тока или выпрямитель, питающийся от сети переменного тока.

Якоря генератора и возбудителя приводятся во вращение с постоянной скоростью асинхронным двигателем.

Пуск привода начинается с запуска асинхронного двигателя. При этом генератор не должен быть возбуждён (ключ *S* находится в среднем положении), а двигатель должен быть возбуждён полностью. При вращении якоря на выходе генератора за счёт остаточной намагниченности полюсов будет наводиться небольшая ЭДС, под действием которой в цепи якорей будет протекать ток и возникнет момент на валу двигателя. В зависимости от характера нагрузки двигателя этот момент может вызвать вращение исполнительного механизма, но может оказаться и недостаточным для начала движения.

Подключив обмотку возбуждения генератора к возбудителю и постепенно уменьшая сопротивление реостата R_g , увеличивают поток генератора. При этом увеличивается ЭДС и напряжение в цепи якорей, возрастают ток, момент двигателя и скорость его вращения. Увеличение напряжения может продолжаться до тех пор, пока двигатель не выйдет на естественную характеристику. Увеличение скорости вращения выше номинальной возможно за счёт ослабления магнитного потока двигателя введением сопротивления реостата R_m .



В предыдущих разделах работа двигателя рассматривалась для случая питания его от сети бесконечной мощности, т.е. в предположении, что внутреннее



Рис. 2.18.

сопротивление источника питания равно нулю. Якорь генератора является источником, мощность которого соизмерима с мощностью двигателя, а в предельном случае равна ей. Поэтому уравнение механической характеристики нужно преобразовать, включив сопротивление якоря генератора r_{ag} в сопротивление якорной цепи двигателя, а в качестве напряжения использовать ЭДС якоря генератора E_g . Однако

изменение нагрузки двигателя вызывает изменение тока якорей и соответствующее изменение момента на валу генератора, что приводит к изменению скорости вращения приводного асинхронного двигателя. Следствием изменения скорости вращения является в первом приближении линейное изменение величины ЭДС $E_g = E_{g0} - kM$, где k – коэффициент, определяемый жёсткостью механической характеристики асинхронного двигателя. Изменение ЭДС под нарузкой можно учесть дополнительным сопротивлением $r_{g\omega}$. Тогда уравнение механической характеристики системы генератор-двигатель будет иметь вид:

$$\omega = \frac{E_{g0}}{c\Phi} - \frac{r}{\left(c\Phi\right)^2}M, \qquad (2.60)$$

где $r = r_a + r_{ag} + r_{g\omega}$.

Здесь скорость идеального холостого хода определяется ЭДС генератора при отсутствии нагрузки двигателя $E_{g0} = \text{const}$. Суммарное сопротивление цепи якоря двигателя больше, чем при питании от сети, поэтому его механическая характеристика будет мягче. Но при регулировании напряжения она будет смещаться параллельно так же, как при питании от идеального источника без потерь (рис. 2.18).

В зоне ослабления потока жесткость характеристик будет ещё меньше и будет увеличиваться с ростом скорости вращения (рис. 2.18).

Таким образом, механические характеристики системы генератордвигатель полностью заполняют все четыре квадранта плоскости. Вращающий момент двигателя ограничен величиной $M_{\text{max}} = 2, 0...2, 5M_N$. Поэтому при регулировании напряжения в зоне $|U| \le U_N$ располагаемая мощность P_2 линейно возрастает от нуля до максимального значения $P_2 \le P_{\text{max}} = \omega_N M_{\text{max}}$. При ослаблении потока скорость вращения возрастает, но мощность в длительном режи-



ме работы не должна превышать номинальное значение, а в кратковременном – максимальное. Значит, в зоне $\Phi < \Phi_n$ с увеличением скорости нужно пропорционально уменьшать момент на валу двигателя так, чтобы $P_2 = \omega M \le P_{\text{max}} = \omega_N M_{\text{max}} \Leftrightarrow M \le M_{\text{max}} \omega_N / \omega$. Регулирование скорости вращения с соблюдением этих соотношений называется *двухзонным регулированием* (рис. 2.19). В первой зоне регулирования привод должен работать с постоянным мо-ментом, а во второй – с постоянной мощностью.



Рис. 2.19.

Теоретически в системе генератордвигатель можно получить механическую характеристику с нулевой скоростью при номинальном моменте. Однако при малых токах возбуждения генератора его работа становится нестабильной из-за большого влияния реакции якоря и падения напряжения на щёточных контактах обеих машин. Кроме того, при снижении напряжения уменьшается относительная жёсткость характеристик. Например, если при номинальном на-

пряжении и моменте нагрузки скольжение составляет 5%, то при напряжении, уменьшенном в десять раз, оно составит уже 50% и даже малые колебания момента нагрузки будут приводить к значительным относительным изменениям скорости.

Большую роль при низких напряжениях и скоростях вращения играет ЭДС остаточного намагничивания, которая составляет 3...6% от номинального значения. При низких скоростях из-за остаточной ЭДС двигатель становится практически неуправляемым. Вращающий момент, создаваемый током якоря, возбуждаемым остаточной ЭДС, может вызывать движение исполнительного механизма даже при нулевом токе обмотки возбуждения.

Указанные особенности реальных систем генератор-двигатель ограничивают возможность регулирования напряжения пределами порядка 1:10. Но т.к. ослаблением потока можно повысить скорость ещё приблизительно на 1/3, то общий диапазон регулирования без принятия дополнительных мер по его расширению не превышает 1:30.

Основным видом торможения в системе генератор-двигатель является рекуперативное торможение. При работе с ослабленным полем переход в генераторный режим осуществляется увеличением тока обмотки возбуждения. При этом ЭДС двигателя становится больше ЭДС генератора. Ток в якорной цепи меняет направление, и генератор переходит в двигательный режим, ускоряя вращение асинхронного двигателя, который начинает отдавать энергию в сеть.

^{*} скольжение для двигателя постоянного тока можно определить так же, как для асинхронного двигателя, т.е. как отношение отклонения скорости вращения от скорости холостого хода, отнесённое к значению последней $s = (\omega_0 - \omega)/\omega_0$



Ток возбуждения двигателя можно увеличить до номинального значения, после чего торможение ведётся понижением тока возбуждения генератора так, чтобы его ЭДС оставалась меньше ЭДС двигателя до полной остановки.

Достоинствами системы генератор-двигатель являются:

- возможность работы двигателя в четырёх квадрантах механической характеристики;
- возможность плавного регулирования скорости вращения в значительных пределах – до 1:30;
- относительно малая мощность аппаратуры, т.к. управление пуском, торможением и реверсом осуществляется в цепях обмоток возбуждения;
- малые потери в переходных режимах по сравнению с реостатным управлением.

К недостаткам системы следует отнести:

- высокую установленную мощность оборудования, превышающую минимум в три раза мощность двигателя;
- высокую стоимость оборудования;
- относительно малую жёсткость механических характеристик;
- относительно низкий КПД, вследствие трёхкратного преобразования энергии.

Существует целый ряд машин и механизмов, работающих с частыми и большими перегрузками, в широком диапазоне скоростей вращения вплоть до полной остановки. К ним относятся одноковшовые экскаваторы, винты ледоколов, ножницы прокатных станов, нажимные винты и др. Особенностью технологических циклов этих механизмов является наличие в них режимов работы на



упор, т.е. создания усилия в неподвижном состоянии, чередующихся с режимами движения с нормальной скоростью. Двигатели независимого, последовательного и смешанного возбуждения не могут применяться в таких условиях, т.к. остановка двигателя, работавшего с высокой скоростью, вызовет появление в цепи якоря тока короткого замыкания и соответствующего момента, недопустимого по условиям прочности рабочего механизма и двигателя.

Для обеспечения производственного процесса в этих условиях необходим электропривод, который при остановке двигателя вследствие перегрузки имел бы ограниченный ток и развивал момент, допустимый с точки зрения прочности механизма и двигателя и называемый моментом упора.

Механическая характеристика такого привода, называется экскаваторной характеристикой (рис. 2.20). Она имеет участок *ab* с высокой жёсткостью, на



котором привод работает до нагрузки близкой к моменту упора M_y , после чего на участке bc скорость привода снижается до нуля с практически постоянным моментом.

В системе генератор-двигатель со специальным типом генератора, имеющего три обмотки возбуждения: независимую, параллельную самовозбуждения и последовательную, можно получить экскаваторную механическую характеристику. Однако в современных приводах для этой цели используют статические полупроводниковые преобразователи с нелинейной обратной связью по току якоря типа «насыщение», с помощью которой создают режим ограничения тока, называемый также режимом «отсечки».

2.2.5.2. Характеристики приводов с управляемыми выпрямителями

В современных электроприводах управление потоком электрической энергии производится с помощью электронных импульсных устройств. Это приводит к некоторым особенностям характеристик двигателя и требует их учёта при проектировании и эксплуатации приводов. В мощных электроприводах регулирование напряжения производится с помощью управляемых выпрямителей, а в приводах малой и средней мощности с помощью широтно-импульсных преобразователей.







Простейший управляемый выпрямитель (рис. 2.21, a) представляет собой тиристор с естественной коммутацией, в анодную или катодную цепь которого включена нагрузка $R_{\rm H}$. Регулирование напряжения осуществляется за счёт изменения длительности проводящего состояния тиристора, которая, в свою очередь, определяется фазой или углом включения. Выключение тиристора при естественной коммутации происходит в момент снижения тока нагрузки до нуля, точнее до минимального значения, называемого током удержания.

Формирование импульсов, определяющих момент включения тиристора, осуществляется системой импульсно-фазового управления (СИФУ), которая строится по вертикальному или горизонтальному принципу.

Наиболее распространённым принципом управления является вертикальный принцип (рис. 2.21, δ). Он реализуется путём формирования сигнала линейной развёртки $u_p(t)$, синхронизированного с напряжением питающей сети $u_c(t)$. Мгновенное значение сигнала развёртки в некотором масштабе m_p соответствует фазе напряжения сети $u_p(t) = m_p \omega_c t$. Это значение сравнивается с регулируемым уровнем сигнала управления u_y и в момент их равенства, т.е. в момент, когда фаза напряжения питания соответствует значению, заданному сигналом управления, формируется короткий импульс u_{yr} , включающий тиристор.

В горизонтальной СИФУ для формирования импульса управления используется синусоидальное напряжение $u_{de}(t)$, смещённое по фазе относительно се-

тевого напряжения на заданный угол α (рис. 2.21, *в*). Фазовое смещение создаётся устройством, называемым фазовращателем. Пример простейшего фазовращетеля приведён на рис. 2.21, *г*. Он представляет собой мостовую схему из трёх резисторов и конденсатора. Годографом вектора падения напряжения на переменном резисторе *R* является полуокружность, точки которой представляют собой потенциал точки *p* относительно точки *n*, принятой за точку нулевого потенциала. Потенциал в точке *q* делителя напряжения, составленного из двух



Рис. 2.22.

одинаковых резисторов *r*, равен половине напряжения источника питания \underline{U}_c . Поэтому разность потенциалов между точками *p* и *q* геометрически представляет вектор \underline{U}_{pq} , равный радиусу полуокружности годографа, т.е. половине модуля вектора напряжения источника питания \underline{U}_c , и составляющий с ним угол $0 \le \alpha \le \pi$. Если к точкам *p* и *q* моста фазовращателя подключить, например, импульсный трансформатор, то на его вторичной обмотке будут формироваться импульсы напряжения в моменты, когда $u_{\phi B}(t) = 0$, т.е. со смещением по отношению к сети на угол α .



После включения тиристора на нагрузке возникает падение напряжения $u_{\rm H}(t)$, соответствующее части полуволны синусоиды от угла включения α до угла выключения, который в случае активной нагрузки равен π . Длительность включённого состояния соответствует углу проводимости $\lambda = \pi - \alpha$.

Рассмотренные процессы соответствуют работе однополупериодного выпрямителя, практически неиспользуемого в электроприводе. Если же к нагрузке через второй тиристор подключить второй источник питания, например, вторую обмотку (полуобмотку) трансформатора, и сформировать импульсы управления, смещенные на половину периода, то мы получим двухполупериодный управляемый выпрямитель.

Среднее и действующее значения напряжения в нагрузке двухполуперидного выпрямителя равны

$$\overline{U}(\alpha) = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m \sin \vartheta d\vartheta = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) = \overline{U}(0) \frac{1 + \cos \alpha}{2} = \overline{U}(0) \cdot \overline{\upsilon}(\alpha);$$
$$U(\alpha) = \sqrt{\frac{1}{\pi}} \int_{\alpha}^{\pi} (U_m \sin \vartheta)^2 d\vartheta = \frac{U_m}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\pi - \alpha} + \frac{\sin 2\alpha}{2} = \frac{U(0)}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\pi - \alpha} + \frac{\sin 2\alpha}{2} = U(0) \cdot \upsilon(\alpha)$$
(2.61)

Ток в активной нагрузке в точности повторяет по форме падение напряжения, поэтому его среднее и действующее значения будут соответственно:

$$\overline{I}(\alpha) = \frac{U(\alpha)}{R_L}; \ I(\alpha) = \frac{U(\alpha)}{R_L}.$$
(2.62)

Выражения (2.61) представляют собой регулировочные характеристики двухполупериодного управляемого выпрямителя, показанные в относительных единицах на рис.2.22.

Процессы в цепи якоря при питании его от управляемого выпрямителя гораздо сложнее, чем в резистивной нагрузке. Схему замещения якоря можно представить сопротивлением R, нелинейной индуктивностью L и противоэдс $E = k\omega$ (рис. 2.23, a).

Падение напряжения на открытом тиристоре можно считать постоянным независящим от протекающего тока. Оно составляет 0,75...1,1 В. Его можно учесть вместе с падением напряжения на щётках двигателя источником ЭДС $\Delta U_{\rm B} = {\rm const}$

Для того, чтобы при подаче управляющего импульса тиристор открылся необходимо, чтобы потенциал точки *a* был выше потенциала точки *b* (рис. 2.23, *б*), т.е. $u_c(t) > E + \Delta U_v$. Полагая, что скорость вращения в пределах периода напряжения сети меняется мало, т.е. $E(\omega) = \text{const}$, можно найти диапазон углов, в пределах которого возможно включение. Он ограничен точками пересечения синусоиды $u_c(t)$ и линией $E + \Delta U_v$ на рис. рис. 2.23, *б*:

$$\alpha_1 = \arcsin\left[(E + \Delta U_v)/U_m\right] < \alpha < \alpha_2 = \pi - \alpha_1.$$
(2.63)



Уравнение Кирхгофа для схемы замещения при открытом тиристоре имеет вид

$$u_{\rm c}(t) = U_m \sin(\omega_{\rm c} t + \alpha) = E + \Delta U_v + iR + L\frac{di}{dt}.$$
 (2.64)

Наличие индуктивности в цепи приводит к тому, что после снижения напряжения сети до нуля ток в якоре продолжает протекать, поддерживаемый ЭДС самоиндукции. В результате угол проводимости по сравнению с резистивной нагрузкой увеличивается и составляет



 $\lambda = \beta - \alpha$,

где $\beta > \pi$ – угол запирания тиристора.

С момента открытия тиристора и до точки *е*, где значение тока достигает максимума, ЭДС самоиндукции действует встречно по отношению к направлению протекания тока, а в магнитном поле якоря происходит накопление энергии. После этой точки ток начинает уменьшаться, ЭДС меняет направление и ток поддерживается в якоре накопленной ранее энергией магнитного поля.

Чтобы определить угол проводимости λ нужно решить уравнение (2.64). Пренебрегая активным сопротивлением цепи якоря, получим

Интеграл в (2.65) является площадью фигуры, заштрихованной на рис. 2.23, *б*. Слева от точки *е* она имеет положительное значение, а справа – отрицательное.

Электромагнитный момент имеет импульсный характер и его среднее значение определяется как



$$\overline{M} = \frac{k}{\pi} \int_{0}^{\beta - \alpha} i(\lambda) \cdot d\lambda.$$

Прерывистый характер тока якоря и, соответственно, электромагнитного момента искажают механическую характеристику привода. Она становится нелинейной и напоминает характеристику двигателя последовательного возбуждения. Кроме того, спектр тока содержит большое количество высших гармоник, значительно ухудшающих энергетические характеристики. Для повышения качества преобразования энергии в приводе необходимо увеличивать фазность и пульсность выпрямителя. Поэтому все современные управляемые выпрямители в приводах средней и большой мощности многофазные.

Простейшим и одним из наиболее распространённых схем управляемого выпрямителя является трёхфазный выпрямитель со средней точкой (рис.2.24, *a*). Упрощённая схема замещения которого приведена на рис. 2.24, *б*. В этой схеме параметры первичной обмотки трансформатора приведены ко вторичной цепи:

$$r_{tr} = r_2 + r_1 (w_2 / w_1)^2; \ x_{tr} = x_2 + x_1 (w_2 / w_1)^2.$$

Управляемый выпрямитель может работать в дух режимах:

1) непрерывного тока в цепи якоря (рис. 2.24, в);

2) прерывистого тока (рис. 2.24, г).

Режим непрерывного тока якоря.

В общем случае установившийся режим можно описать дифференциальными уравнениями для двух характерных интервалов работы каждого тиристора:

а) интервал коммутации тока между тиристорами в ветвях фазных обмоток p и q, где $p = a,b,c; q = a,b,c; p \neq q$ (угол γ на рис. 2.24, e):

$$\begin{split} & \omega_{\rm c} L_{tr} \frac{di_p}{d\vartheta} + r_{tr} i_p + \omega_{\rm c} L \frac{di_d}{d\vartheta} + Ri_d = e_{2p} - E; \\ & \omega_{\rm c} L_{tr} \frac{di_q}{d\vartheta} + r_{tr} i_q + \omega_{\rm c} L \frac{di_d}{d\vartheta} + Ri_d = e_{2q} - E; \\ & i_p + i_q = i_d \end{split}$$
 otherwise

$$\omega_{\rm c} \left(L + L_{tr} / 2 \right) \frac{di_d}{d\vartheta} + \left(R + r_{tr} / 2 \right) i_d = \frac{e_{2p} + e_{2q}}{2} - E \tag{2.66}$$

а) интервал одиночной работы тиристора в ветви фазной обмотки *p*:

$$\omega_{c} \left(L + L_{tr} \right) \frac{di_{d}}{d\vartheta} + \left(R + r_{tr} \right) i_{d} = e_{2p} - E$$
(2.67)

Решение уравнений (2.66) и (2.67) в общем случае $0 < r_{tr} < \infty$; $0 < L_{tr} < \infty$ не позволяет найти зависимость $U_d = f(I_d, \alpha)$. Однако при $r_{tp} = 0$; $L = \infty$ ток якоря



можно считать постоянным $i_d = I_d = \text{const}$. Тогда уравнение внешней характеристики будет иметь вид:

$$U_{d} = U_{d0} \cos \alpha - \frac{m_{2}}{2\pi} x_{tr} I_{d}, \qquad (2.68)$$

где $U_{d0} = \frac{m_2}{\pi} U_{2m} \sin \frac{\pi}{m_2}$ – действующее значение напряжения на якоре в режиме холостого хода при $\alpha = 0^*$; m_2 – число фаз вторичной обмотки трансформатора, а уравнение регулировочной характеристики:

$$U_{d} = \frac{U_{d0}}{2} \left[\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma) \right], \qquad (2.69)$$

Величина $\Delta U_x = \frac{m_2}{2\pi} x_{tr} I_d$ в уравнении (2.68) является снижением напряже-

ния за счёт коммутации тиристоров.

Если учесть сопротивление обмоток трансформатора r_{tr} и потери напряжения в тиристорах $\Delta U_{\rm B}$, то можно пользоваться упрощённым уравнением внешней характеристики:

$$U_{d} \approx U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_{\rm B} - \left(\frac{m_2}{2\pi} x_{tr} + r_{tr}\right) I_d, \qquad (2.70)$$

Режим прерывистого тока якоря.

Режим прерывистого тока якоря возникает в случае, когда угол проводимости тиристоров становится меньше $2\pi/(m_2q)$, где q – пульсность выпрямителя, равная единице для выпрямителей со средней точкой и двум для мостовых схем.

Граничный режим области прерывистого тока соответствует условию $\gamma = 0$. Тогда из (2.69) получим уравнение регулировочной характеристики

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha_{gr}. \tag{2.71}$$

В статическом режиме

$$U_{d} = U_{d0} \cos \alpha_{gr} = E \,. \tag{2.72}$$

Это выражение определяет минимальное значение угла включения, при котором фазное напряжение на тиристоре, вступающем в работу, равно ЭДС вращения.

Уравнение (2.67) с учётом принятых допущений при отсчёте угла от нулевого значения тока имеет вид

$$\omega_{\rm c} \left(L + L_{tr} \right) \frac{di_d}{d\vartheta} = U_{2m} \sin \left(\vartheta + \frac{\pi}{2m_2} + \alpha_{gr} \right) - E \,. \tag{2.73}$$

Отсюда можно найти мгновенное значение тока якоря

здесь и далее в разделе угол включения α отсчитывается от угла естественной коммутации $\pi/6$

Усольцев А.А. Электрический привод

$$i_{d} = \frac{U_{2m}}{\omega_{c} \left(L + L_{tr}\right)} \left[\cos\left(\frac{\pi}{2m_{2}} + \alpha_{gr}\right) - \cos\left(\vartheta + \frac{\pi}{2m_{2}} + \alpha_{gr}\right) \right] - \frac{E}{\omega_{c} \left(L + L_{tr}\right)} \vartheta \quad (2.74)$$

и среднее граничное значение



(2.75)

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ Х

В области прерывистых токов якоря уравнение для граничной регулировочной характеристики (2.72) преобразуется в неравенство

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha < E \,. \tag{2.76}$$

Полученные уравнения регулировочных и внешних характеристик управляемого выпрямителя позволяют найти уравнения механической и скоростной характеристик системы управляемый выпрямитель-двигатель.

Напряжение на якоре равно выходному напряжению выпрямителя $U = U_d$. Пренебрегая активным и реактивным сопротивлением трансформатора, подставим (2.70) в уравнения (2.9) и (2.14). В результате мы получим характеристики, соответствующие режиму непрерывного тока Статические характеристики электродвигателей и приводов

ω

$$=\frac{U_{d0}\cos\alpha - \Delta U_{v}}{c\Phi} - \frac{R_{\Sigma}}{\left(c\Phi\right)^{2}}M; \qquad (2.77)$$

$$\omega = \frac{\left(U_{d0}\cos\alpha - \Delta U_{\rm B}\right) - R_{\Sigma}I}{c\Phi}, \qquad (2.78)$$



где $R_{\Sigma} = r_a + r_r + r_e$ — суммарное активное сопротивление цепи якоря, включающее сопротивление якоря r_a , реактора r_r и дополнительное сопротивление r_e , зависящее от числа фаз и пульсности выпрямителя.

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ

Из уравнения (2.77) следует, что в режиме непрерывного тока механические характеристики линейны (рис.

2.25, *a*). Их жёсткость меньше, чем при питании от идеального источника постоянного тока, т.к. $R_{\Sigma} > r_a$. Скорость холостого хода равна

$$\omega_0' = \frac{U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_v}{c\Phi}.$$
(2.79)

По выражению (2.75) можно определить граничные значения тока и момента области прерывистых токов. В первом приближении она представляет собой дугу эллипса.

Механические характеристики в режиме прерывистых токов нельзя представить аналитически. Их можно рассчитать для множества значений $\lambda < 2\pi/(mq)$ и α . При переходе в режим прерывистого тока характеристики имеют излом вследствие различия сопротивления якорной цепи.



Скорость холостого хода в режиме прерывистых токов при изменении угла α в пределах $0 \le \alpha < \frac{\pi}{mq}$ остаётся постоянной, а затем изменя-

ется по закону

Рис. 2.26


$$\omega_0' = \frac{U_{d\,0} \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{mq}\right) - \Delta U_v}{c\Phi} \bigg|_{\alpha > \frac{\pi}{mq}}, \qquad (2.80)$$

т.е. за исключением случая прямого включения ($\alpha = 0$) она всегда больше, чем кажущаяся скорость, получаемая экстраполяцией характеристик из области непрерывных токов по выражению (2.79).

В случае $\omega'_0 = 0$ привод в области непрерывных токов работает в режиме динамического торможения. Это соответствует углу включения $\alpha \approx \pi/2$. При бо́льших углах привод переходит в режим рекуперативного торможения. В этом случае выпрямитель работает в режиме инвертора, преобразующего энергию постоянного тока, вырабатываемую машиной, в энергию переменного то-ка, отдаваемую в сеть.

При углах включения $\alpha > \pi/2$ среднее выпрямленное напряжение U_d меняет знак. Если при этом изменяется направление вращения и $|E| > |U_d|$, то при непрерывном токе в течение всего интервала проводимости, а при прерывистом токе в течение части интервала, ток будет направлен навстречу ЭДС сети (рис. 2.26).

Если к моменту времени, определяемому углом 9 (рис. 2.26) тиристор в фазе *a* не успеет закрыться, т.е. его ток не спадёт до нуля, то напряжение на нём будет определяться не разностью $e_{2a} - E$, а суммой. Произойдёт, т.н. «опрокидывание» инвертора, сопровождающееся бросками тока через тиристоры, которые могут привести к выходу их из строя. Для предотвращения этого угол включения следует ограничивать

$$\alpha < \alpha_{\max} = \vartheta - \lambda = \vartheta - \left(\frac{2\pi}{mq} + \gamma\right) = \pi - \gamma.$$

Однако это соотношение не учитывает время восстановления запирающих свойств тиристоров, которое в пересчёте на углы при частоте 50 Гц составляет около $\delta \approx 3^{\circ}$. Для транзисторов эта величина настолько мала, что может не учитываться. Тогда с учётом задержки выключения диапазон регулирования составит

$$\alpha < \alpha_{\max} = \pi - (\gamma + \delta). \tag{2.81}$$

Для тиристорных выпрямителей $\alpha_{max} \approx 160^\circ$, а для транзисторных $\alpha_{max} \approx 165^\circ$.

Ограничение угла включения ограничивает ЭДС машины, работающей в генераторном режиме. Следовательно, максимальное значение скорости вращения в генераторном режиме будет ограничено линией

$$\omega_{\max} = \frac{-U_{d0} \cos \alpha_{\max} - \Delta U_{\nu}}{c\Phi} + \frac{R_{\Sigma}}{\left(c\Phi\right)^2} M. \qquad (2.82)$$



Режим рекуперации можно получить также при положительном направлении вращения и изменении направления тока в якорной цепи. Однако это невозможно сделать в преобразователе с ключами, обладающими односторонней



проводимостью. По этой же причине невозможен реверс без устройств коммутации цепи возбуждения или цепи якоря.

На рис. 2.27, *а* и *б* показаны схемы реверсирования переключением полярности источника питания цепи обмотки возбуждения и якоря. Причём изменение полярности подключения цепи якоря осуществляется специальным устройством *R*, синхронизи-

рованным с управляемым выпрямителем и называемым реверсором. Преимуществом этих способов является использование только одного преобразователя. Недостатком коммутации цепи обмотки возбуждения является большая электромагнитная постоянная времени, достигающая 1,5...2 с, и необходимость понижения напряжения при реверсе, чтобы избежать бросков тока в якорной цепи. Коммутация цепи якоря уменьшает время реверса приблизительно на порядок, но требует сложного алгоритма управления преобразователем.

Наиболее совершенным техническим решением является использование двух включённых встречно через уравнительный реактор (УР) преобразователей (рис. 2.27, в). Двухкомплектные системы преобразователей обладают большим разнообразием вариантов их реализации, но, несмотря на это, они обладают целым рядом общих свойств, которые находят отражение в характеристиках привода. Каждый из преобразователей в зависимости от требуемого режима работы машины может работать выпрямителем или инвертором. При этом, если один из них работает в режиме выпрямителя, то второй должен быть надёжно закрыт или подготовлен к работе в режиме инвертора.

Характер работы двухкомплектных преобразователей в основном определяется принципом управления, которое может быть совместным или раздельным.

В общем случае для двухкомплектных преобразователей должно соблюдаться условие

$$\overline{U}_{di} \ge \overline{U}_{dr} \tag{2.83}$$

где \overline{U}_{di} и \overline{U}_{dr} – средние выпрямленные напряжения преобразователей, работающих в режимах инвертора и выпрямителя.

При совместном управлении управляющие сигналы подаются на оба преобразователя с соблюдением неравенства (2.83). Однако неравенство напряжений комплектов вызывает появление между ними уравнительных токов, кото-



рые ограничиваются уравнительным реактором. Кроме того, для сглаживания пульсаций тока якоря в его цепь также включается реактор (рис. 2.27, *в*).

Вид механических характеристик зависит от способа согласования углов управления комплектами преобразователей. Если принять среднее значение уравнительного напряжения равным нулю, то из (2.70), пренебрегая падением напряжения в трансформаторе, получим

$$U_{d1} + U_{d2} = 0 = U_{d10} \cos \alpha_1 - \Delta U_{v1} + U_{d20} \cos \alpha_2 - \Delta U_{v2};$$

$$\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 = 2\Delta U_v / U_{d0} \approx 0 \Big|_{U_{d10} = U_{d20} = U_{d20}; \Delta U_{v1} = \Delta U_{v2} = \Delta U_v}$$

$$\downarrow$$

$$\alpha_1 + \alpha_2 \approx \pi$$
(2.84)

Такое согласование, называемое линейным, позволяет получить линейные механические характеристики в четырёх квадрантах (рис. 2.28, *б*)



Рис. 2.28

Недостатком линейного согласования является наличие уравнительных токов и необходимость в уравнительных реакторах. Этими токами дополнительно нагружаются ключи преобразователей и трансформатор, что приводит к повышению стоимости установки и ухудшению массогабаритных показателей. Кро-



ме того, за счёт уравнительных реакторов увеличивается электромагнитная постоянная времени, что снижает быстродействие привода.

Для уменьшения уравнительных токов используют нелинейное или неполное согласование

$$\alpha_1 + \alpha_2 = \pi + \zeta \,. \tag{2.85}$$

При нелинейном согласовании механические характеристики в области близкой к холостому ходу искажаются, а на линейном участке смещаются на величину $\Delta \omega = f(\zeta)$ (рис. 2.28, *г*).

Раздельное управление позволяет полностью исключить уравнительные токи и, следовательно, уравнительный реактор. При работе в двигательном режиме импульсы управления подаются только на один преобразователь при надёжно закрытом втором. Для перехода в генераторный режим сначала снимаются импульсы управления с первого преобразователя, а затем, через 5...10 мс подаётся управление на второй преобразователь, работающий в режиме инвертора. При этом для углов включения преобразователей выполняется условие (2.84), аналогичное линейному согласованию.

При переключении преобразователей в паузе неизбежно возникает режим прерывистых токов, поэтому механические характеристики при раздельном управлении вблизи точки холостого хода имеют искажения, по характеру аналогичные искажениям режима прерывистых токов в системе управляемый выпрямитель-двигатель. Причём эти искажения в зависимости от знака момента разнонаправлены, что создаёт разрыв характеристик в точке холостого хода (рис. 2.28, *в*).

Достоинства раздельного управления, связанные с исключением уравнительных токов и реакторов не компенсируют его недостатков, которые заключаются в повышенной инерционности, связанной с паузой при переходах из одного режим работы в другой, а также в разрыве механических характеристик, создающем области потери управляемости, в которых возникают усилия типа рывков и провалы скорости при движении. Поэтому на практике чаще используют двухкомплектные преобразователи с согласованным линейным управлением.

2.2.5.3. Характеристики приводов с широтно-импульсными преобразователями

Низкие энергетические характеристики систем управляемый выпрямительдвигатель, проблемы электромагнитной совместимости с сетью и высокие пульсации скорости и момента привели во многих областях техники к замене этих устройств на приводы с широтно-импульсными преобразователями (ШИП). Широтно-импульсный преобразователь содержит неуправляемый выпрямитель, поэтому коэффициент мощности привода практически не зависит от режима работы и приближается к единице. Кроме того, частота коммутации ШИП составляет 1...30 кГц, вместо 150...300 Гц в управляемом выпрямителе, что позволяет уменьшить неравномерность вращения, расширить диапазон регулирования, уменьшить массу и габариты сетевого фильтра. Основной частью ШИП является полупроводниковый ключ S (рис. 2.29, a). Замыкание и размыкание ключа с постоянной частотой создаёт в якорной цепи импульсы напряжения u_a .

Среднее значение напряжения на якоре двигателя равно

$$\overline{U} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} u_a dt = \gamma U$$
(2.86)

где $\gamma = t_i / T_c$ – относительная продолжительность замкнутого состояния ключа S. Значит, если сигнал управления ключом u_c пропорционален длительности импульса t_i , т.е. $u_c = kt_i$, то такое устройство является управляемым источником напряжения с линейной регулировочной характеристикой $\overline{U} = \frac{u_c}{kT}U$.





Для анализа процессов в ШИП примем следующие допущения:

- ключ и полупроводниковый диод идеальны, т.е. они обладают нулевым сопротивлением в открытом и бесконечно большим в закрытом состоянии, а переключение из одного состояние в другое происходит мгновенно;
- 2) внутреннее сопротивление источника питания и ключей учтено в сопротивлении якорной цепи *R*.

В замкнутом состоянии ключа ток i_s протекает через якорь двигателя, минуя смещённый в непроводящем направлении диод VD. При размыкании ключа ЭДС самоиндукции смещает диод в прямом направлении, он открывается и по нему протекает ток i_D . Ток якоря i_a в пределах периода коммутации T_c формируется как сумма токов ключа и диода (рис. 2.29, c и d).



На интервале замкнутого состояния ключа цепь якоря можно представить схемой замещения рис. 2.29, б. С момента t_0 ток от некоторого начального значения $i_a(t_0)$ возрастает до момента размыкания ключа t_1 . Электромагнитный и электромеханический переходный процесс для этого состояния можно описать уравнением Кирхгофа для цепи якоря и уравнением движения:

$$\begin{cases} L\frac{di_{s}}{dt} + Ri_{s} + k\omega = U \\ J\frac{d\omega}{dt} - ki_{s} = -M_{c} \end{cases}$$
(2.87)

где $k = c\Phi$ – потокосцепление якоря; J – суммарный момент инерции, приведённый к валу двигателя; M_c – момент нагрузки на валу двигателя.

После размыкания ключа в момент t_1 и открытия диода цепь якоря можно представить схемой замещения рис. 2.29, *в* и соответствующей системой уравнений

$$\begin{cases} L\frac{di_D}{dt} + Ri_D + k\omega = 0\\ J\frac{d\omega}{dt} - ki_D = -M_c \end{cases}$$
(2.88)

отличающихся от уравнений для замкнутого состояния ключа (2.87) только нулевой правой частью в уравнении Кирхгофа.

С момента t_1 ток якоря по экспоненте спадает от начального значения $i_D(t_1) = i_S(t_1)$ до установившегося значения $i_D(\infty) = -E_a/R = -k\omega/R$. Однако изза наличия в цепи элемента с односторонней проводимостью (диода) ток не может изменить направление протекания. Поэтому в зависимости от величины ЭДС $E_a = k\omega$, а также от соотношения электромагнитной постоянной времени цепи якоря $T_a = L/R$ и длительности интервала $(1-\gamma)T_c$, ток либо не успеет спасть до нуля к моменту начала следующего периода коммутации (рис. 2.29, e), либо спадёт до нуля (рис. 2.29, d). Тогда в момент t_2 диод VD закроется и ток прекратится до следующего замыкания ключа S. В пределах интервала $t_3 - t_2$ в разомкнутой цепи якоря действует ЭДС только ЭДС E_a , а уравнение движения имеет вид

$$J\frac{d\omega}{dt} = -M_c, \qquad (2.89)$$

т.е. ротор тормозится моментом нагрузки.

Таким образом, в системе привода с ШИП также возможны два режима работы с непрерывным и с прерывистым током якоря.

Уравнения (2.87)-(2.89) можно представить в относительных единицах в форме Коши в виде:



$$\begin{cases} \frac{d\iota_{s}}{dt} = \frac{1 - \iota_{s} - \nu}{T_{a}} \\ \frac{d\nu}{dt} = \frac{\iota_{s} - \mu_{c}}{T_{m}} \end{cases} \stackrel{\mathbf{H}}{} \begin{cases} \frac{d\iota_{D}}{dt} = \frac{-\iota_{D} - \nu}{T_{a}} \\ \frac{d\nu}{dt} = \frac{\iota_{D} - \mu_{c}}{T_{m}} \end{cases}, \tag{2.90}$$

где

 $T_a = L/R$ – электромагнитная постоянная времени цепи якоря; $T_m = J\omega_0/M_s = JR/k^2$ – электромеханическая постоянная времени двигателя;

$$\iota = i/I_s; \nu = \omega/\omega_0; \mu = M/M_s,$$

а в качестве базовых единиц выбраны:

 $I_s = U/R$ – пусковой ток якоря;

 $M_{s} = kI_{s}$ – пусковой момент двигателя;

 $\omega_0 = U/k$ – скорость идеального холостого хода.

Их можно представить также в матричной форме

$$\frac{d}{dt}\mathbf{x}_q = \mathbf{A}\mathbf{x}_q + \mathbf{B}_q\mathbf{y}, \qquad (2.91)$$

где q = S, D – индексы, соответствующие интервалам замкнутого и разомкнутого состояний ключа *S*;

$$\mathbf{x}_{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{S} \\ \mathbf{v} \end{bmatrix}; \mathbf{x}_{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{D} \\ \mathbf{v} \end{bmatrix} - \text{векторы состояния;}$$
$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} 1 \\ \mu_{c} \end{bmatrix} - \text{вектор внешних воздействий;}$$
$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{a}} & -\frac{1}{T_{a}} \\ \frac{1}{T_{m}} & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B}_{S} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_{a}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{m}} \end{bmatrix}; \mathbf{B}_{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{m}} \end{bmatrix} - \text{матрицы коэффициен-}$$

тов уравнений.

Установившееся значения переменных состояния найдём из (2.91), полагая

$$\frac{d}{dt}\mathbf{x}_{q} = 0. \text{ Тогда } \mathbf{A}\mathbf{x}_{q\infty} + \mathbf{B}_{q}\mathbf{y} = 0 \implies \mathbf{x}_{q\infty} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}_{q}\mathbf{y}$$

$$\mathbf{x}_{S\infty} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\mu}_{c} \\ 1 - \boldsymbol{\mu}_{c} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{x}_{D\infty} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\mu}_{c} \\ -\boldsymbol{\mu}_{c} \end{bmatrix}. \quad (2.92)$$

Для линейной однородной системы $\frac{d}{dt}\mathbf{x}_q = \mathbf{A}\mathbf{x}_q$ собственные числа определяются из характеристического уравнения матрицы **A**



$$\begin{bmatrix} -\frac{1}{T_a} - \lambda & -\frac{1}{T_a} \\ \frac{1}{T_m} & -\lambda \end{bmatrix} = 0$$

Они равны

$$\lambda_{1,2} = -\frac{1}{2T_a} \left(1 \mp \sqrt{1 - 4T_a / T_m} \right).$$
(2.93)

В большинстве случаев $T_m \gg T_a$, т.е. электромеханический процесс в приводе протекает значительно медленнее, чем электромагнитный. Поэтому корни λ_1 и λ_2 вещественные различные и отрицательные.

Решение уравнений (2.91) для каждого интервала найдём в виде

$$\mathbf{x}_{q}(t) = e^{\mathbf{A}t} \left[\mathbf{x}_{q}(0) - \mathbf{x}_{q\infty} \right] + \mathbf{x}_{q\infty}.$$
(2.94)

В статическом режиме для граничных значений тока и скорости вращения справедливы равенства

$$\mathbf{x}_{S}(0) = \mathbf{x}_{D}[(1-\gamma)T_{c}]; \ \mathbf{x}_{D}(0) = \mathbf{x}_{S}(\gamma T_{c}).$$
(2.95)

В этом режиме значения тока (момента) и скорости совершают колебания около средних значений

$$\overline{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \overline{\mathbf{i}} \\ \overline{\mathbf{v}} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_c} \left(\int_0^{\gamma T_c} \mathbf{x}_S(t) dt + \int_0^{(1-\gamma)T_c} \mathbf{x}_D(t) dt \right).$$
(2.96)

Вычисление интегралов (2.96) с учётом (2.92)-(2.95) позволяет определить средние значения переменных состояния

$$\overline{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \overline{\mathbf{i}} \\ \overline{\mathbf{v}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu_c \\ \gamma - \mu_c \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{cases} \overline{\mathbf{i}} = \mu_c \\ \overline{\mathbf{v}} = \gamma - \mu_c \end{cases}.$$
(2.97)

Таким образом, в статическом режиме работы привода среднее значение тока якоря соответствует нагрузке на валу двигателя, а механические характеристики, построенные для средних значений скорости и момента в режиме непрерывного тока, представляют собой параллельные прямые линии, смещённые относительно начала координат на величину относительной продолжительности включения γ (рис. 2.30, *a*).

При уменьшении нагрузки среднее значение тока якоря уменьшается и в какой-то момент возникает бестоковая пауза, т.е. ШИП переходит в режим прерывистого тока. В этом режиме механические характеристики привода становятся нелинейными и описываются выражением

$$\overline{\mathbf{v}} = \frac{\gamma - \mu_c}{\gamma + \beta} \tag{2.98}$$

где β – относительное время существования тока в цепи якоря на интервале разомкнутого состояния ключа [$(t_2 - t_1)/T_c$ на рис. 2.29, ∂], а $\gamma + \beta$ – полное относительное время существования тока. Очевидно, что при сокращении бестоковой паузы $\beta \rightarrow 1 - \gamma \Rightarrow \gamma + \beta \rightarrow 1$ и уравнение (2.98) преобразуется к (2.97). Снижение нагрузки $\mu_c \rightarrow 0$ приводит к соответствующему уменьшению тока $i \rightarrow 0$ в том числе и за счёт уменьшения β , т.е. при этом $\beta \rightarrow 0$. Значит, в соответствии с (2.98) относительное значение скорости холостого хода при любом значении γ равно единице

$$\mathbf{v}_0 = \frac{\gamma - \mu_c}{\gamma + \beta} \Big|_{\mu_c \to 0; \ \beta \to 0} = 1$$

и все характеристики сходятся в точку холостого хода при прямом подключении якоря к источнику.

Граница области прерывистых токов определяется выражением

$$\overline{\mu} = \gamma - \frac{e^{\gamma \tau} - 1}{e^{\tau} - 1},$$

где $\tau = T_c / T_a$ – отношение периода коммутации к электромагнитной постоянной временя якоря.

На рис. 2.30, *б* на плоскости механических характеристик показан ряд областей для различных значений т. Эти области имеют максимум

$$\overline{\mu}_m = \frac{1}{\tau} \left[\ln \left(\frac{e^{\tau} - 1}{\tau} \right) + \frac{\tau}{e^{\tau} - 1} \right]$$

при относительной продолжительности включения



Геометрическое место точек максимумов показано на рис 2.30, б штриховой линией.

Переходя к пределам в координатах максимума получим



$$\begin{array}{ccc} \gamma_m & \xrightarrow{\tau \to 0} & 0,5; & \overline{\mu}_m & \xrightarrow{\tau \to 0} & 0; \\ \gamma_m & \xrightarrow{\tau \to \infty} & 0; & \overline{\mu}_m & \xrightarrow{\tau \to \infty} & 1,0 \end{array}$$

Из этого анализа и рис. 2.30, δ следует, что область прерывистых токов принципиально не может быть сведена к нулю, но может быть уменьшена: а) за счёт уменьшения периода коммутации T_c (увеличения частоты коммутации); б) за счёт увеличения постоянной времени цепи якоря путём включения реактора (дросселя). Однако в первом случае это ведёт к увеличению коммутационных потерь в ключе, а во втором к снижению быстродействия привода.



Широтно-импульсный преобразователь на рис. 2.29, *а* не обеспечивает реверса и рекуперативного торможения, поэтому он не находит применения в современном приводе. Однако его можно дополнить вторым ключом и шунтировать первый ключ обратным диодом (рис. 2.31, *a*).

Управляемые ключи ШИП S_1 и S_2 работают в противофазе, т.е. в интервале γT_c сигнал замыкания ключа подаётся на первый ключ, в то время как второй ключ заперт инверсным сигналом управления u_c . В интервале $(1-\gamma)T_c$ состояния ключей изменяются на противоположные.

В режиме непрерывных токов алгоритм работы ШИП на рис. 2.31 аналогичен работе ШИП на рис. 2.29. Диод VD_1 заперт, т.к. $E_a < U$, и не влияет на работу преобразователя. Второй ключ также не проводит ток, несмотря на то, что на него подаётся сигнал открытия, т.к. он смещён в обратном направлении.

Работа ШИП принципиально меняется, когда ток якоря i_a в интервале $(1-\gamma)T_c$ спадает до нуля. В этот момент

 $(t_3$ на рис. 2.31, б) второй ключ смещается в положительном направлении и открывается. Ток якоря под действием ЭДС нарастает и когда в момент $t_4 = t_0 + T_c$ второй ключ закрывается, то первый ключ оказывается смещённым в отрицательном направлении, а диод VD_1 в положительном. Диод открывается, и ток



под действием напряжения источника питания спадает до нуля (t_1 на рис. 2.31, δ), после чего открывается первый ключ и начинается возрастание тока.

На каждом из четырёх интервалов происходит обмен энергией с источником или её рассеяние. На интервале $t_0 - t_1$ энергия отдаётся якорем в источник питания через диод VD_1 ; на интервале $t_1 - t_2$ энергия потребляется якорем машины через ключ S_1 ; на интервале $t_2 - t_3$ энергия, генерируемая якорем, рассеивается в его цепи и в диоде VD_2 ; на интервале $t_3 - t_4$ энергия якоря рассеивается в его цепи и в ключе S_2 .



Таким образом, В ШИП с шунтирующим ключом S_2 и обратным диодом VD₁ происходит двухсторонний обмен энергией между источником питания и машиной Это исключает возможность возникновения прерывистых токов и позволяет осуществить работу привода в режиме рекуперации. Механические характеристики привода (рис. 2.32, а) располагаются в трёх квадрантах и соответствуют уравнению (2.97). Регулировочные характеристики линейсоответствуют ΗЫ И управлению приводом в

системе генератор-двигатель (рис. 2.32, б).

Действительные характеристики приводов с ШИП отличаются от расчётных. Это связано с наличием нелинейных элементов в цепи якоря машины – диодов, транзисторов, щёточно-коллекторных переходов. Суммарная вольтамперная характеристика нелинейных элементов имеет вид, показанный на рис. 2.32, в. Влияние нелинейностей приводит к искажению механической и скоростной характеристик вблизи точек холостого хода (рис. 2.32, г). Учесть искажения можно введением в уравнение механической характеристики эквивалентного источника напряжения υ_0 с учётом того, что знак υ_0 меняется при изменении направления протекания тока. Тогда

$$v = \gamma - \mu + \operatorname{sign}(\mu) \cdot \upsilon_0.$$
 (2.99)



Величина падения напряжения на нелинейных элементах U_v может составлять 1,5...3 вольт, что существенно влияет на работу приводов с низковольтными источниками питания.

В случае необходимости обеспечения работы привода в четырёх квадрантах используются мостовые ШИП на полностью управляемых ключах (рис. 2.33, *a*). В таком преобразователе с учётом того, что состояния ключей полумостов всегда должны быть противоположными, возможны три способа управления.

При симметричном управлении (рис. 2.33, б) в каждый момент времени замкнуты ключи одной из диагоналей моста. Например, если в интервале γT_c замкнуты ключи S_1, S_4 , то в интервале $(1 - \gamma)T_c -$ ключи S_2, S_3 . В результате напряжение на якоре двигателя меняет полярность дважды за период коммутации T_c .





Среднее напряжение на якоре

$$U_{\rm cp} = U(2\gamma - 1),$$
 (2.99)

т.е. оно равно нулю при $\gamma = 0,5$, положительно при $\gamma > 0,5$ и отрицательно при $\gamma < 0,5$.



Недостатками симметричного управления являются большие пульсации тока якоря и высокие потери, связанные с тем, что коммутируют одновременно все ключи преобразователя.



Рис. 2.34

Пульсации тока, момента и скорости снижаются, если питания осуществляется однополярными импульсами напряжения. Такие импульсы можно формировать с помощью двух алгоритмов.

При несимметричном управлении (рис. 2.33, г) один из ключей полумоста остаётся постоянно замкнутым, а второй, соответственно, разомкнутым. Модуляция осуществляется периодической коммутацией ключей второго полумоста. При этом, когда чётные или нечётные ключи находятся в противоположном состоянии в якоре формируется импульс напряжения с амплитудой, равной напряжению источника питания. В случае, если состояние чётных или нечётных ключей одинаково, то якорь двигателя оказывается замкнутым накоротко, что соответствует нулевому напряжению питания. Для изменения полярности напряжения достаточно изменить

состояние ключей некоммутируемого полумоста на противоположное. Например, если замкнуть второй ключ и разомкнуть первый, то импульсы напряжения на якоре будут отрицательными.

Недостатками несимметричного управления являются неравномерность нагрузки ключей преобразователя и наличие зоны нечувствительности при *γ*→0.

Неравномерность нагрузки ключей исключается при *поочерёдном управлении* (рис. 2.33, *в*). Здесь каждый полумост переключается с интервалом в два периода T_c . Поэтому интервал коммутации одного полумоста приходится на статическое состояние другого и в нагрузке формируются однополярные импульсы аналогичные импульсам при несимметричном управлении. Изменение полярности импульсов достигается инверсией функций управления одного из полумостов.

Механические характеристики приводов с ШИП с учётом средних значений напряжения для несимметричного и поочерёдного управления в абсолютных и относительных единицах имеют вид

$$\omega = \frac{\gamma U}{k} - \frac{R}{k^2} M \Leftrightarrow \overline{v} = \gamma - \rho \overline{\mu}, \qquad (2.100)$$

а для симметричного управления

Статические характеристики электродвигателей и приводов

$$\omega = \frac{(2\gamma - 1)U}{k} - \frac{R}{k^2}M \Leftrightarrow \overline{\nu} = 2\gamma - 1 - \rho\overline{\mu}, \qquad (2.101)$$

где в качестве базовых величин приняты пусковой ток и скорость холостого хода при $\gamma = 1$, а также сопротивление якоря двигателя.

При питании двигателя от ШИП в статическом режиме ток якоря, вращающий момент и скорость вращения периодически колеблются относительно некоторых средних значений (рис. 2.34). Эти колебания могут создавать серьёзные проблемы при построении приборных электроприводов.

Вычислить точно максимальные и минимальные значения тока якоря и скорости вращения в пределах периода коммутации достаточно сложно. Кроме того, полученные выражения будут сложными и поэтому малоинформативными. Однако при условии $T_c \ll T_a < T_m$ можно получить достаточно простые выражения для оценки пульсаций для однополярного ШИП в виде

$$\Delta \iota = \gamma (1 - \gamma) \tau_c; \quad \Delta \nu = \frac{\gamma^2 (1 - \gamma^2)}{12 \tau_m} \tau_c^3, \quad (2.102)$$

где $\tau_c = T_c / T_a$; $\tau_m = T_m / T_a$ – соотношения постоянных времени и периода коммутации.

Пульсации тока и скорости максимальны при $\gamma = 0,5$ и равны

$$\Delta t_{\max} = 0,25\tau_c; \ \Delta v_{\max} = 0,015\tau_c^3/\tau_m.$$
(2.103)

При частотах коммутации выше ≈2 кГц пульсации скорости практически можно не учитывать ввиду их малости.

2.3. Характеристики двигателей и приводов переменного тока





всех приводов.

Электроприводы переменного тока находят всё более широкое применение в промышленности, строительной индустрии, на транспорте и в других отраслях хозяйства. Это связано с высокой надёжностью машин переменного тока, простотой управления нерегулируемыми приводами, низкой стоимостью машин и малыми расходами на эксплуатацию. Среди всех типов приводов переменного тока (синхронных, асинхронных, шаговых, вентильных) асинхронные приводы занимают особое положение, т.к. их суммарная мощность и количество составляют около 90% от мощности и количества



2.3.1. Математические модели асинхронного двигателя

Основой для анализа статических режимов работы является схема замещения фазы двигателя с заторможенным ротором, представленная на рис. 2.35, *а*. Здесь штрихами обозначены параметры цепи ротора, приведённые к обмотке статора

$$\underline{I'}_{2} = \underline{I}_{2} / k_{i}; r'_{2} = kr_{2}; x'_{2\sigma} = kx_{2},$$

$$k_{u} = \frac{E'_{2}}{E_{2}} = \frac{E_{1}}{E_{2}} = \frac{w_{1}k_{w1}}{w_{2}k_{w2}} \cdot \frac{1}{k_{s}} -$$
коэффициент привед.

где



 $k_u = \frac{I_2}{I'_2} = \frac{m_1 w_1 k_{w1}}{m_2 w_2 k_{w2}} \cdot \frac{1}{k_s}$ – коэффициент при-

ведения тока; $k = k_u k_i - \kappa оэффициент при$ $ведения сопротивлений; <math>m_1, m_2 - число$ фаз обмоток статора и ротора; $w_1, w_2, k_{w1}, k_{w2} - число витков и обмоточ$ $ные коэффициенты статора и ротора; <math>k_s$ коэффициент скоса пазов.

Мощность, рассеиваемая на переменном сопротивлении $r'_2(1-s)/s$, является механической мощностью и для её опре-

деления необходимо найти приведённый ток ротора $\underline{I'}_2$. Это несложно сделать, но выражение получается громоздким и малоинформативным. Поэтому Т-образную схему замещения преобразуют в Г-образную с П-входом (рис. 2.35, δ), где

$$\underline{C}_1 = 1 + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_m} \tag{2.104}$$

комплексный коэффициент приведения схемы; $\underline{Z}_1 = r_1 + jx_{1\sigma}$; $\underline{Z}_m = r_m + jx_m -$ комплексные сопротивления ветвей статора и намагничивания, а $\underline{I''}_2 = \underline{I'}_2 / \underline{C}_1 -$ новый приведённый ток.

Переход к Г-образной схеме несущественно упростил задачу определения тока ротора, т.к. приведение параметров осуществляется с помощью комплексного коэффициента \underline{C}_1 . Однако в машинах мощностью выше нескольких киловатт $r_1 \ll x_{1\sigma}$; $r_m \ll x_m$, поэтому

$$\underline{C}_{1} \approx c_{1} \approx 1 + \frac{x_{1\sigma}}{x_{m}} = 1,02...1,06.$$
(2.105)

Принимая допущение (2.105), из схемы рис. 2.35, *б* получим действующее фазное значение тока ротора

$$I_{2}' = \frac{U_{1}}{\sqrt{\left(r_{1} + c_{1}r_{2}'/s\right)^{2} + \left(x_{1\sigma} + c_{1}x_{2\sigma}'\right)^{2}}} \approx \frac{U_{1}}{\sqrt{\left(r_{1} + r_{2}'/s\right)^{2} + \left(x_{1\sigma} + x_{2\sigma}'\right)^{2}}}.$$
 (2.106)



и тока намагничивания

$$I_{0m} = \frac{U_1}{c_1 \sqrt{(r_1 + r_m)^2 + (x_{1\sigma} + x_m)^2}} \approx I_m \approx \frac{U_1}{\sqrt{(r_1 + r_m)^2 + (x_{1\sigma} + x_m)^2}} = \text{const}.$$
 (2.107)

При возрастании скольжения $(s \to \pm \infty)$ ток ротора стремится к величине $I'_{2\infty} = \frac{U_1}{\sqrt{r_1^2 + (x_{1\sigma} + c_1 x'_{2\sigma})^2}} \approx \frac{U_1}{\sqrt{r_1^2 + (x_{1\sigma} + x'_{2\sigma})^2}}$ (рис. 2.36). В генераторном режиме

функция $I'_{2}(s)$ имеет максимум $I'_{2\max} = \frac{U_1}{x_{1\sigma} + c_1 x'_{2\sigma}} \approx \frac{U_1}{x_{1\sigma} + x'_{2\sigma}}$ при скольжении s = -r'/r

 $s_{\max} = -r_2' / r_1.$

Таким образом, при нулевом скольжении ток ротора равен нулю и машина потребляет от сети только ток намагничивания I_0 . По мере увеличения нагрузки и роста скольжения ток ротора монотонно возрастает. При неподвижном роторе он достигает тока короткого замыкания или пускового тока

$$I_{2s}' = \frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1 + c_1 r_2'\right)^2 + \left(x_{1\sigma} + c_1 x_{2\sigma}'\right)^2}} \approx \frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1 + r_2'\right)^2 + \left(x_{1\sigma} + x_{2\sigma}'\right)^2}}, \qquad (2.108)$$

величина которого в 5...8 раз превышает номинальное значение.

Электромагнитная мощность, передаваемая через зазор в ротор в соответствии со схемой замещения равна

$$P_{em} = m_1 (I'_2)^2 r'_2 / s, \qquad (2.109)$$

с другой стороны, она равна

$$P_{em} = M\omega_0, \qquad (2.110)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_1 / z_p$ – скорость холостого хода машины с числом пар полюсов магнитного поля z_p при частоте сети f_1 .

Из выражений (2.106), (2.109) и (2.110) можно получить уравнение механической характеристики

$$M = \frac{m_{1}z_{p}U_{1}^{2}r_{2}'}{\omega_{1}s\left[\left(r_{1} + c_{1}r_{2}'/s\right)^{2} + \left(x_{1\sigma} + c_{1}x_{2\sigma}'\right)^{2}\right]} \approx \frac{m_{1}z_{p}U_{1}^{2}r_{2}'}{\omega_{1}s\left[\left(r_{1} + r_{2}'/s\right)^{2} + \left(x_{1\sigma} + x_{2\sigma}'\right)^{2}\right]}.$$
 (2.111)

Эта функция имеет экстремумы при скольжении

$$s_m = \pm \frac{c_1 r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (x_{1\sigma} + c_1 x_{2\sigma}')^2}} \xrightarrow{r_1 \to 0} \pm \frac{c_1 r_2'}{x_{1\sigma} + c_1 x_{2\sigma}'} \approx \pm \frac{r_2'}{x_{1\sigma} + x_{2\sigma}'}, \qquad (2.112)$$

называемом критическим, т.к., начиная с этого скольжения, возрастание электромагнитного момента АД при уменьшении скорости вращения прекращается и он начинает уменьшаться (рис. 2.37). Это явление называется «опрокидыванием».

Явление «опрокидывания» связано с двумя взаимно противоположными процессами. Увеличение нагрузки на валу АД вызывает увеличение скольже-



ния и соответствующее увеличение тока ротора, за счёт чего увеличивается электромагнитный момент двигателя. Но возрастание тока ротора увеличивает его размагничивающее влияние на основной поток машины, что до определённого предела компенсируется возрастанием тока статора. Однако с некоторого момента эта компенсация оказывается недостаточной, магнитный поток уменьшается настолько, что растущий ток ротора уже не может обеспечить увеличение электромагнитного момента, и он начинает падать.

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ УН

Подставляя (2.112) в (2.111), получим выражение для критического (опрокидывающего) момента

$$M_{m} = \frac{m_{1}z_{p}U_{1}^{2}}{2\omega_{1}c_{1}\left[r_{1} \pm \sqrt{r_{1}^{2} + (x_{1\sigma} + c_{1}x_{2\sigma}')^{2}}\right]} \xrightarrow{r_{1} \to 0} \pm \frac{m_{1}z_{p}U_{1}^{2}}{2\omega_{1}c_{1}(x_{1\sigma} + c_{1}x_{2\sigma}')}.$$
 (2.113)

Использование приближенных равенств (2.112) и (2.113) не вносит существенной погрешности в анализ, т.к. у АД общего применения $r_1 \ll x_{\kappa}$.

Критический момент в двигательном режиме определяет перегрузочную способность АД, а т.к. его значение зависит от квадрата приложенного напряжения, то при снижении напряжения на допустимые ГОСТом 10%, момент уменьшится на 20% и это следует учитывать при выборе двигателя. В справочных данных для АД обязательно приводится коэффициент перегрузочной способности соответствующий номинальному напряжению $\lambda = M_m/M_n$. Отсюда

предельно допустимый момент будет равен $M_{\text{доп}} = \left(U_{1\min} / U_{1n}\right)^2 \lambda M_n$.

Положительный знак в (2.113) соответствует двигательному режиму, а отрицательный – генераторному. Поэтому в генераторном режиме критический момент больше, чем в двигательном. Отношение критических моментов определяется величиной r_1 и равно

$$\left|\frac{M_{mg}}{M_{mm}}\right| = \frac{r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_{1\sigma} + c_1 x'_{2\sigma})^2}}{r_1 - \sqrt{r_1^2 + (x_{1\sigma} + c_1 x'_{2\sigma})^2}} \xrightarrow{r_1 \to 0} 1$$

Для двигателей серий 4A и 5A в зависимости от мощности это отношение составляет от 3,0 до 1,3, причем, меньшие значения соответствуют двигателям большей мощности.

Делением выражения (2.111) на (2.113) можно получить уравнение механической характеристики АД в виде формулы Клосса (*M. Kloss*)



$$M = \frac{2M_{m}(1 + as_{m})}{\frac{s}{s_{m}} + \frac{s_{m}}{s} + 2as_{m}},$$

$$M = \frac{2M_{m}}{\frac{s}{s_{m}} + \frac{s_{m}}{s}}\Big|_{n=0},$$
(2.114)
(2.115)

Рис. 2.38

мента $k_m = M_m / M_n$

где $a = r_1/(c_1r_2')$. Использование приближенного выражения (2.115), соответствующего условию $r_1 \approx 0$, приводит к погрешности около 10-15% в двигательном режиме для машин с критическим скольжением $s_m = 0,15...0,3$.

Упрощённая формула Клосса (2.115) для многих расчётов удобнее, чем уравнение механической характеристики (2.111), т.к. не требует знания параметров двигателя. Однако в справочных данных не указывается значение критического скольжения, поэтому его можно приближённо определить через номинальное скольжение s_n и кратность максимального мо-

$$s_m = s_n \left(k_m + \sqrt{k_m^2 - 1} \right).$$

Для использования точной формулы Клосса необходимо знать величину *a*, определение которой по справочным данным представляет сложную задачу. Кроме того, формула Клосса не учитывает явление вытеснения тока в стержнях ротора, что приводит в области скольжений близких к единице к погрешностям расчёта в десятки процентов.

Однако работа двигателя на участке механической характеристики, соответствующем скольжениям больше критического, происходит только в переходных режимах. Поэтому для большинства задач уравнение механической характеристики (2.111) может быть упрощено путём замены рабочего участка отрезком прямой линии, проходящей через начало координат плоскости Ms. Такой линией может быть касательная в точке начала координат или линия, пересекающая механическую характеристику в какой-либо точке (рис. 2.38). Для получения уравнения касательной возьмём производную $\partial M / \partial s$ и найдём её значение при $s \rightarrow 0$

$$\frac{\partial M}{\partial s} = \frac{2M_m(1+as_m)}{\left(\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s} + 2as_m\right)^2} \left(\frac{s_m}{s^2} - \frac{1}{s_m}\right); \quad \lim_{s \to 0} \left(\frac{\partial M}{\partial s}\right) = \frac{2M_m(1+as_m)}{s_m} \approx \frac{2M_m}{s_m}\Big|_{r_1 \approx 0 \to a \approx 0}.$$

Отсюда точное и приближённое уравнение механической характеристики линеаризованной касательной –

$$M'(s) = \frac{\partial M}{\partial s}s = \frac{2M_m(1+as_m)}{s_m}s = \frac{m_1 z_p U_1^2(1+as_m)}{\omega_1 c_1(r_1 s_m + c_1 r_2')}s.$$
 (2.116)

$$M''(s) = \frac{\partial M}{\partial s} s \approx \frac{2M_m}{s_m} s \bigg|_{r_i \approx 0 \to a \approx 0} = \frac{m_1 z_p U_1^2}{\omega_1 c_1^2 r_2'} s.$$
(2.117)

При линеаризации секущей вторую точку интерполяции выбирают в зависимости от решаемой задачи, но чаще всего используют точку номинального режима работы. Тогда уравнение механической характеристики принимает вид:

$$M'''(s) = \frac{M_N}{s_N} s \,. \tag{2.118}$$

По сути, приближённое уравнение касательной является уравнением секущёй, проходящей через точку между режимом холостого хода и номинальным режимом.

Погрешности определения электромагнитного момента $\delta_M = \Delta M'(s)/M(s)$ и скольжения $\delta_s = \Delta s(M')/s(M)$ по линеаризованным характеристикам, для скольжений приведённых к точке опрокидывания, имеют вид кривых, показанных на рис. 2.39. Из этого рисунка следует, что в области малых моментов и скольжений (вплоть до номинальных) хороший результат получается при использовании приближённого уравнения касательной. Для приводов, работающих с перегрузками предпочтительнее использование приближённой характеристики или характеристики, проходящей через точку номинального режима.

В приближённом выражении (2.117) напряжение сети и сопротивление цепи якоря можно представить через относительные значения $U_1 = \upsilon U_{1N}$; $r'_{2\Sigma} = \rho_2 r'_2$, где: $r'_{2\Sigma} = r'_2 + r'_2$ – суммарное сопротивление цепи ротора с учётом добавочного сопротивления r'_2 , приведённого к парамет-

рам обмотки статора;
$$0 < \upsilon \le 1; 1 \le \rho_2 < \infty$$
. Величина $M''(1) = M''_s = \frac{m_1 z_p U_{1n}^2}{\omega_1 c_1^2 r_2'}$ явля-

ется некоторым условным моментом короткого замыкания в номинальном режиме и её можно принять в качестве базового значения момента. Тогда выражение (2.117) можно преобразовать в уравнение линеаризованной механической характеристики в относительных единицах

$$\mu = \frac{\upsilon^2}{\rho_2} s = \frac{\upsilon^2}{\rho_2} (1 - \upsilon) \Leftrightarrow \upsilon = 1 - \frac{\rho_2}{\upsilon^2} \mu.$$
 (2.118)



2



где $v = \omega / \omega_0$.



Это уравнение полностью идентично уравнению механической характеристики двигателя постоянного тока параллельного возбуждения (2.20), в котором магнитный поток линейно связан с напряжением питания ($\varphi = \upsilon$). В идеальном асинхронном двигателе ($r_1 = 0$; $x_{1\sigma} = 0$) такая связь также существует, поэтому одинаковы и уравнения механических характеристик. При этом, как мы увидим в дальнейшем, в асинхронном двигателе сопротивление ротора играет ту же роль, что сопротивление якоря в двигателе постоянного тока.

Короткозамкнутые АД малой и средней мощности обычно запускаются прямым включением в сеть и развивают при этом момент

$$M_{s} = \frac{m_{1}z_{p}U_{1}^{2}r_{2}'}{\omega_{1}\left[\left(r_{1}+c_{1}r_{2}'\right)^{2}+\left(x_{1\sigma}+c_{1}x_{2\sigma}'\right)^{2}\right]}$$

Для получения высокого КПД двигатель должен работать при номинальной нагрузке с малым скольжением, т.е. АД должен иметь малое критическое скольжение. Это требование вступает в противоречие с требованием получения достаточно высокого пускового момента. Из (2.114) при s = 1 и $s = s_n$ можно получить выражение для кратности пускового момента в виде

$$k_{s} = \frac{M_{s}}{M_{n}} = \frac{s_{n}/s_{m} + s_{m}/s_{n}}{1/s_{m} + s_{m}} \approx \frac{s_{m}^{2}}{s_{n}}$$



Для АД с номинальным скольжением 0,03 и критическим 0,1 эта кратность составит 0,33, т.е. такой двигатель может запуститься только на холостом ходу или при работе на вентиляторную нагрузку. По ГОСТ 28327-89 (МЭК 34-12-80) для двигателей нормального исполнения (N) кратность пускового момента должна быть не менее 0,65–1,9 (рис. 2.40). Причем, меньшие значения относятся к двигателям большей мощности (до 630 кВт). Повышение пускового момента АД достигается использованием явления вытеснения тока в стержнях ротора, в результате чего, кратность пускового момента повышается до 1,1–2,3.

Двигатели серии 5А с механическими характеристиками 1...5 типов имеют кратность пускового момента 1,6...2,4, а 6-го ти-



па – 2,5...3,3, что позволяет им успешно работать во всём диапазоне скоростей вращения с номинальной статической нагрузкой.

Другая проблема у пользователей и разработчиков приводов возникает изза больших пусковых токов. Электромеханическая характеристика АД показана на рис. 2.41. Зависимость $\omega = F(I_2)$ получена из выражения (2.106) и соотношения $\omega = \omega_0(1-s)$. Функция $\omega = F(I_1)$ по характеру соответствует $\omega = F(I_2)$, т.к. токи статора и ротора связаны отношением $\underline{I}_1 = \underline{I}_0 - \underline{I}_2$ и $\underline{I}_0 \approx \text{const}$. Наибольшее отклонение $\omega = F(I_1)$ от $\omega = F(I_2')$ наблюдается в режиме холостого хода, а по мере увеличения нагрузки кривые токов статора и ротора сближаются. По ГОСТу на пусковые характеристики (28327-89) двигателей, запускаемых прямым включением в сеть, кажущаяся мощность АД по отношению к номинальной мощности при заторможенном роторе не должна превышать 13...10 единиц, что приблизительно соответствует кратности пускового тока. Двигатели серии 5А основного исполнения имеют кратность пускового тока 6,5...8,5. Эти значения могут быть недопустимо большими для питающей сети, особенно, если речь идет о машинах большой мощности, обладающих большей кратностью тока. Кроме того, при пуске прямым включением возникают ударные моменты, вызывающие повышенный износ механических передач вплоть до их разрушения.

2.3.2. Механические характеристики асинхронного двигателя при симметричных режимах



Рис. 2.42

Симметричными называются режимы работы двигателей, при которых питающая сеть симметрична и симметричны (одинаковы) также электрические параметры элементов, включаемых в цепи статора и ротора.

Изменение напряжения в сети очень сильно влияет на механическую характеристику асинхронного двигателя и слабее на электромеханическую, т.к. эта величина входит в уравнение (2.111) во второй степени, а в уравнения (2.106) и (2.107) в первой (рис. 2.42, а). Величина критического скольжения не зависит

от напряжения, поэтому точка опрокидывания при вариации напряжения перемещается на плоскости механической характеристики по горизонтальной прямой.

Снижение напряжения может значительно затруднить пуск двигателя под нагрузкой и всегда увеличивает потери энергии при пуске. В связи с этим при проектировании асинхронных приводов всегда необходимо убедиться, что значения пускового и критического моментов при минимально возможном напряжении обеспечивают работоспособность исполнительного механизма.



На практике иногда возникает необходимость ограничения пускового тока, чтобы исключить опасность недопустимого снижения напряжения в сети. Для этого в цепь статора включают активные или индуктивные сопротивления (рис. 2.43, *а* и б).



Иногда эти методы используют для уменьшения пускового момента, чтобы смягчить удары в передачах при пуске и обеспечить плавное ускорение. Особенность работы двигателя при включении по схемам рис. 2.43 заключается в том, что напряжение на обмотках статора зависит от падения напряжения на дополнительных элементах, т.е. от потребляемого тока, и по мере разгона растёт. Параметры механических характеристик зависят от величины добавочных сопротивлений r_z или x_z , но в любом случае момент двигателя при вращении будет больше, чем в случае пуска с понижением напряжения до уровня, при котором обеспечивается такой же пусковой момент (рис. 2.43, *в*).

Включение реостатов несколько увеличивает коэффициент мощности привода, но снижает КПД по сравнению с реакторным пуском.

На рис. 2.44 показаны наиболее распространённые схемы включения двигателя при реостатном и реакторном пуске (рис. 2.44, *a* и *б*), а также с понижением напряжения с помощью автотрансформатора и переключения соединения обмоток со звезды на треугольник.

В приводах с двигателями с фазным ротором для ограничения пусковых токов и увеличения пускового момента широко используется включение активных сопротивлений в цепь ротора.



Рис. 2.44



Добавочное сопротивление увеличивает критическое скольжение (см. выражение 2.112), но не влияет на величину максимального момента, поэтому при изменении сопротивления точка опрокидывания перемещается на плоскости механической характеристики по вертикальной прямой (рис. 2.45, *a*).

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ УН

Соответствующим вы-

бором добавочного сопротивления можно увеличить пусковой момент до максимального. Для этого необходимо, чтобы

Переключением сопротивлений в цепи ротора можно ограничить пусковой ток и момент двигателя аналогично тому, как это делается в приводах с двигателями постоянного тока.

Так как границы диапазона моментов находятся на участке устойчивой работы, то для расчёта пусковых сопротивлений можно воспользоваться линеаризованным уравнением механической характеристики в относительных единицах (2.118). При номинальном напряжении питания оно имеет вид

$$\mathbf{v} = 1 - \rho_2 \boldsymbol{\mu}, \tag{2.120}$$

т.е. полностью идентично уравнению (2.37), с помощью которого выполняется расчёт пусковых сопротивлений двигателя постоянного тока независимого и параллельного возбуждения. Поэтому для расчёта можно воспользоваться методикой, описанной в разделе 2.2.4.

Следует заметить, что рассчитанные по уравнению (2.120) относительные пусковые сопротивления ρ_{2k} $\rho_{2k} = \frac{r'_2 + r'_{zk}}{r'_2} = \frac{k(r_2 + r_{zk})}{kr_2} = \frac{r_2 + r_{zk}}{r_2}$ позволяют определить величины добавочных сопротивлений

$$r'_{zk} = r'_2(\rho_{2k} - 1); \ r_{zk} = r_2(\rho_{2k} - 1)$$

только при условии, что известна базовая величина, которой может быть приведённое или истинное значение сопротивления ротора: r'_2 или r_2 . Приведённое сопротивление ротора можно определить по точке номинального режима линеаризованной механической характеристики (2.117) как Статические характеристики электродвигателей и приводов



$$r_{2}' \approx \frac{m_{1}z_{p}U_{1n}^{2}}{\omega_{1}M_{n}}s_{n},$$
 (2.121)

однако это значение не позволит вычислить реальные сопротивления реостатов. Истинное же значение, т.к. неизвестен коэффициент приведения *k*, можно оп-



ределить из опыта короткого замыкания при питании двигателя со стороны ротора.

Реостатное управление асинхронным двигателем можно осуществлять ступенчато, как показано на рис. 2.46, или плавно с помощью широтно-импульсного регулятора (рис. 2.45, δ). Периодическая коммутация полностью управляемого полупроводникового ключа S, шунтирующего добавочное сопротивление r_z , позволяет регулировать среднее значение сопротивления

$$0 \leq r_{zm} = r_z \frac{t_0}{T_c} \leq r_z,$$

где $0 \le t_0 \le T_c$ – длительность разомкнутого состояния ключа в пределах периода коммутации T_c .

Диодный мост регулятора обеспечивает неизменное направление протекания тока через полупроводниковый ключ.

2.3.3. Тормозные режимы асинхронных двигателей

Торможение асинхронных двигателей осуществляется так же, как двигателей постоянного тока, т.е. в тех же режимах:

- 4) с отдачей энергии в питающую сеть (рекуперативное торможение);
- 5) противовключение;
- 6) электродинамическое.

Асинхронная машина, как все электромеханические преобразователи, обладает свойством обратимости, т.е. потоки электрической и механической энергии в зависимости от условий работы могут менять своё направление.

2.3.3.1. Рекуперативное торможение.

Торможение с отдачей энергии в сеть возникает, когда ротор машины вращается со скоростью, превышающей синхронную скорость. При этом изменяется знак относительной скорости вращения ротора, т.е. скорости скольжения. Это приводит к изменению фазы ЭДС, наводимой в обмотке ротора, на противоположный. Пользуясь выражением для тока вращающегося ротора

$$\underline{I'}_{2} = \frac{\underline{E'}_{2}s}{r'_{2} + jx'_{2\sigma}s} = \frac{\underline{E'}_{2}r'_{2}s}{(r'_{2})^{2} + (x'_{2\sigma}s)^{2}} - j\frac{\underline{E'}_{2}x'_{2\sigma}s^{2}}{(r'_{2})^{2} + (x'_{2\sigma}s)^{2}},$$



можно установить, что при переходе в генераторный режим (s < 0) меняет знак только активная составляющая, а реактивная сохраняет свой знак. Изменение знака активной составляющей связано с изменением знака момента на валу машины.

На рис. 2.47 показана векторная диаграмма генераторного режима. Здесь угол $\phi_1 > \pi/2$, что соответствует отрицательному значению активной мощности, потребляемой из сети, т.е. генераторному режиму.

Такой же результат получается из анализа электромагнитной мощности

$$P_{em} = m_1 \left(I'_2\right)^2 \frac{r'_2}{s} = \frac{m_1 U_1^2 r'_2 s}{\left(r_1 + c_1 r'_2 s\right)^2 + \left(x_1 + c_1 x'_{2\sigma}\right)^2} = \frac{m_1 U_1^2 r'_2 s}{\left(r_1 s + c_1 r'_2\right)^2 + s^2 \left(x_1 + c_1 x'_{2\sigma}\right)^2},$$

которая при переходе в генераторный режим меняет свой знак, что означает изменение направления потока энергии через зазор машины.

В то же время реактивная мощность в цепи ротора

$$Q_{2} = m_{1}U_{1}I_{2}'\sin\phi_{2} = \frac{m_{1}U_{1}^{2}}{\sqrt{\left(r_{1} + c_{1}r_{2}'/s\right)^{2} + \left(x_{1} + c_{1}x_{2\sigma}'\right)^{2}}} \cdot \frac{x_{1} + c_{1}x_{2\sigma}'}{\sqrt{\left(r_{1} + c_{1}r_{2}'/s\right)^{2} + \left(x_{1} + c_{1}x_{2\sigma}'\right)^{2}}} = \frac{m_{1}U_{1}^{2}\left(x_{1} + x_{2\sigma}'\right)^{2}}{\left(r_{1}/s + r_{2}'\right)^{2} + s^{2}\left(x_{1} + x_{2\sigma}'\right)^{2}} > 0$$



Рис. 2.47

сохраняет свой знак независимо от режима работы, т.е. асинхронная машина во всех режимах потребляет реактивную мощность из сети. Таким образом, асинхронный двигатель может работать только при питании от сети, которая является источником реактивной мощности.

Превышение скорости вращения ротора по отношению к синхронной скорости можно создать двумя способами:

> повышением скорости вращения ω за счёт механической энергии нагрузки;

4) понижением частоты питания;

Скорость вращения в статическом режиме превышает скорость холостого хода, если момент нагрузки действует в направлении вращения. Такая ситуация возможна, например, при спуске груза, создающего на валу двигателя, вращающе-

гося в положительном направлении, отрицательный момент сопротивления $(-M_{c2})$ на рис. 2.48). В этом случае точка пересечения механических характеристик двигателя и нагрузки располагается во втором квадранте выше точки холостого хода (точка c_1 на рис. 2.48). При этом вращающий момент двигателя и активная составляющая тока ротора отрицательны.



Аналогичная ситуация возникает, если знак момента нагрузки изменяется на противоположный. Например, если при движении изменится соотношение грузов на рис. 1.9, б. Тогда машина, работавшая в режиме двигателя с положительным моментом нагрузки M_{c1} (точка *a* на рис. 2.48), перейдёт в генераторный режим, соответствующий моменту нагрузки $-M_{c2}$ (точка c_1 на рис. 2.48).



Рис. 2.48

В генераторном режиме с отдачей энергии в сеть будет работать машина с положительным активным моментом нагрузки M_{c1} , если изменить порядок чередования фаз источника питания. Сразу после переключения фаз машина окажется в режиме противовключения (точка b_2 на рис. 2.48). Под действием тормозного момента двигателя скорость будет снижаться. Затем при переходе в двигательный режим в третьем квадранте изменит знак. После чего начнётся ускорение до точки холостого хода $-\omega_0$, после которой машина под действием момента нагрузки продол-

жит ускорение и перейдёт в генераторный режим в четвёртом квадранте со статическим состоянием, соответствующим точке *c*₂ на рис. 2.48.

Режим рекуперативного торможения возникает также в переходных процессах, например, когда требуется понизить скорость вращения. Если скачкообразно уменьшить частоту питания двигателя, то механическая характеристика, соответствующая новому значению скорости холостого хода ω'_0 будет располагаться ниже исходной (рис. 2.48). В случае работы двигателя с моментом нагрузки M_{c1} в первый момент после понижения частоты скорость вращения вследствие инерционности останется прежней, соответствующей точке a, а вращающий момент станет равным моменту в точке b'_3 , т.е. момент двигателя станет тормозным и машина перейдёт в режим генератора. Под действием тормозного момента скорость будет понижаться, пока в точке c'_3 не возникнет новый статический режим. При этом с момента начала переходного процесса до момента снижения скорости до значения ω'_0 машина будет работать в режиме рекуперативного торможения (участок $b'_3\omega'_0$ механической характеристики на рис. 2.48), после чего перейдёт в режим двигателя.

Аналогично будут протекать процессы, если скорость холостого хода понизится в результате увеличения числа пар полюсов магнитного поля. После переключения обмоток статора возникнет состояние, соответствующее точке b_3'' и до момента снижения скорости вращения до ω_0'' машина будет работать в генераторном режиме с отдачей энергии в сеть.



2.3.3.2. Торможение противовключением.

Торможение противовключением возникает

- в статическом состоянии, когда исполнительный механизм вращает машину в сторону, противоположную направлению вращения магнитного поля;
- 4) в переходном процессе при изменении порядка чередования фаз источника питания.



Рис. 2.49

В обоих случаях признаком режима противовключения является противоположное направление вращения ротора и магнитного поля.

Участки механических характеристик, соответствующие режиму противовключения при положительном электромагнитном моменте двигателя находятся в четвёртом квадранте, а при отрицательном – во втором квадранте.

В отличие от двигателей постоянного тока, режим противовключения асинхронных двигателей малой и средней мощности часто реализуется без включения дополнительного сопротивления в цепь ротора, т.е. он возможен для короткозамкнутых двигателей, если питающая сеть допускает 5...8-кратные токовые нагрузки. Вращающий момент короткозамкнутого двига-

теля в области противовключения невелик, вследствие ограничения тока ротора большим индуктивным сопротивлением рассеяния, линейно возрастающим с увеличением скольжения. Поэтому при переходе в режим противовключения обычно не возникает больших ударных моментов, характерных для приводов постоянного тока, где ударные нагрузки ограничиваются подключением добавочных сопротивлений.

Режим противовключения используется часто при реверсе и при экстренном торможении. Он реализуется переключением порядка чередования фаз источника питания. Если привод работал в статическом режиме, соответствующем точке a на рис. 2.49, то после переключения машина сразу переходит в тормозной режим, соответствующий точке b_1 на естественной механической характеристике с обратным направлением вращения магнитного поля. Затем под действием тормозного момента двигателя и нагрузки скорость вращения уменьшится до нуля, и всё время до остановки машина будет работать в режиме противовключения. Если вращение с противоположную сторону нежелательно, то двигатель после остановки нужно отключить от сети, а механизм затормозить. В противном случае переходный процесс будет развиваться дальше в зависимости от характера и величины нагрузки. Если нагрузка реактивная и создаваемый ею момент больше пускового момента двигателя, то под действием отрицательной разности вращающих моментов он начнёт вращаться в про-



тивоположную сторону и новое статическое состояние наступит в точке c'_1 . В случае активной нагрузки машина разгонится до скорости, превышающей синхронную скорость $-\omega_0$ и статическое состояние будет соответствовать точке c_1 в генераторном режиме. В двигателях с фазным ротором одновременно с переключением фаз можно ввести в цепь ротора добавочное сопротивление. Если величина сопротивления достаточно велика, то механическая характеристика будет мягкой ($b_2 - \omega_0$). При этом пусковой момент по абсолютной величине может быть меньше реактивного момента нагрузки $|-M_c|$, и тогда механизм остановится и будет удерживаться в неподвижном состоянии силами трения (точка c_2 на рис. 2.49).

В случае работы двигателя на активную механическую нагрузку, например, при подъёме груза, переход к спуску можно осуществить включением добавочного резистора в цепь ротора. При этом двигатель, работавший в статическом режиме, соответствующим точке *a* на рис. 2.49, перейдёт на искусственную характеристику $\omega_0 c_3$ в точку b_3 . Его вращающий момент уменьшится, и скорость начнёт снижаться. Если при нулевой скорости момент нагрузки M_c будет больше пускового момента, то двигатель начнёт вращаться в противоположную сторону (груз начнёт опускаться). С этого момента машина перейдёт в режим противовключения. Скорость её вращения будет увеличиваться до тех пор, пока вращающий момент не достигнет величины момента нагрузки M_c , что будет соответствовать точке статического режима c_3 .

Недостатком статических режимов противовключения с добавочным сопротивлением является малая жёсткость механической характеристики двигателя, что препятствует получению малых скоростей вращения и приводит к значительным колебаниям скорости при незначительном изменении нагрузки.

2.3.3.3. Динамическое торможение с возбуждения статора постоянным током

Для создания режима динамического торможения асинхронного двигателя обмотка статора отключается от сети и подключается к источнику постоянного тока. Постоянный ток, протекающий по обмотке статора, создаёт в двигателе неподвижный магнитный поток. Если ротор вращается, то этим потоком в его обмотке наводится ЭДС и возникает ток, взаимодействие которого с магнитным полем статора создаёт на валу двигателя тормозной момент.



Рис. 2.50



В этом режиме машина представляет собой синхронный генератор, работающий с переменной частотой вращения, нагрузкой которого являются сопротивления, включённые в цепь ротора, или, в случае короткозамкнутого ротора, его обмотка.

Подключение статора к источнику постоянного тока обычно реализуется по одной из схем, приведённых на рис. 2.50.

Так как на постоянном токе обмотка статора обладает только резистивным сопротивлением, то для получения значения тока близкого к номинальному достаточно небольшого напряжения.

В качестве источников постоянного тока для двигателей малой и средней мощности используются полупроводниковые выпрямители с понижающим трансформатором.

Для получения уравнения механической характеристики асинхронного двигателя в режиме динамического торможения можно режим синхронного генератора переменной частоты заменить режимом асинхронного двигателя. При этом нужно, чтобы магнитный поток вращающегося магнитного поля был равен потоку, создаваемому обмоткой статора, при питании её постоянном током, а скорость вращения ротора относительно вращающегося поля статора была равна абсолютной скорости вращения, т.е. скорости вращения относительно неподвижного поля.



Рис. 2.51

При подключении статора к источнику постоянного тока по схеме рис. 2.50, *а* результирующая МДС равна сумме МДС двух фазных обмоток, смещённых в пространстве на 120° (рис. 2.51, *a*), т.е.

 $F_d = 2I_d w_1 \cos \pi / 6 = \sqrt{3}I_d w_1,$

где I_d – постоянный ток в обмотках, а w_1 – число витков фазной обмотки.

Амплитуда МДС, создаваемой трёхфазной обмоткой статора, при действующем значении тока в ней *I*₁ равна

$$F_{\sim} = \frac{3}{2}\sqrt{2}I_1w_1.$$

Значит, значение переменного тока, эквивалентного постоянному:

$$I_1 = \sqrt{2/3} I_d \Big|_{F_{\sim} = F_d}$$

Следует заметить, что работа асинхронной машины в режиме динамического торможения существенно отличается от работы в двигательном режиме. При работе в двигательном режиме намагничивающий ток и магнитный поток



при изменении скольжения остаются практически постоянными. При динамическом торможении магнитный поток с изменением скорости вращения меняется, т.к. он является суммой постоянного потока формируемого обмоткой статора и переменного по величине и зависящего от скорости вращения потока, создаваемого обмоткой ротора.

Результирующий намагничивающий ток равен

$$\underline{I}_m = \frac{\underline{I}_1 w_1 + \underline{I}_2 w_2}{w_1}$$

На рис. 2.51, *б* показана векторная диаграмма, построенная при условии отсутствия потока рассеяния статора, а также отсутствия потерь в стали и в меди статора. Эти допущения вполне справедливы, учитывая то, что обмотка статора питается от источника постоянного тока. Пользуясь этой векторной диаграммой, можно составить тождества

$$I_1 \cos \varphi_1 = I_2' \cos \varphi_2 \tag{2.122}$$

$$I_{1}\sin\phi_{1} = I_{m} + I_{2}'\sin\phi_{2}$$
 (2.123)

Возводя эти уравнения в квадрат и почленно складывая, найдём:

$$I_1^2 = (I_2')^2 + I_m^2 + 2I_m I_2' \sin \phi_2$$
 (2.124)

Для получения уравнения механической характеристики нужно найти ток ротора I'_{2} , а для этого исключить из (2.124) ток намагничивания I_{m} и sin ϕ_{2} .

Намагничивающий ток равен

$$F_m = E_1 / x_m \tag{2.125}$$

Электродвижущая сила ротора при синхронной скорости вращения магнитного поля ω_0 , приведённая к числу витков обмотки статора равна $E'_2 = E_1$. При скорости вращения ω эта ЭДС будет равна

$$E_2' \frac{\omega}{\omega_0} = E_2' \nu \tag{2.126}$$

где $\nu = \omega / \omega_0$ – относительная скорость вращения.

Для контура цепи ротора справедливо

$$E_2' \mathbf{v} = I_2' z_2'. \tag{2.127}$$

Таким образом, выражение (2.125) с учётом (2.127) можно представить как

$$I_m = \frac{E'_2}{x_m} = \frac{I'_2 z'_2}{x_m v}$$
(2.128)

Следует заметить, что индуктивное сопротивление рассеяния ротора изменяется со скоростью вращения

$$z'_{2} = \sqrt{\left(r'_{2}\right)^{2} + \left(x'_{2\sigma}v\right)^{2}}$$
(2.129)

где $x'_{2\sigma}$ – индуктивное сопротивление при частоте сети.

Из (2.129) можно найти

$$\sin\phi_2 = \frac{x'_{2\sigma}v}{z'_2}.$$
 (2.130)



Подставляя (2.128) и (2.130) в (2.124), получим:

$$I_{1}^{2} = (I_{2}')^{2} \left[1 + \frac{(z_{2}')^{2}}{(x_{m}v)^{2}} + 2\frac{x_{2\sigma}'}{x_{m}} \right] = (I_{2}')^{2} \frac{(x_{m}v)^{2} + (z_{2}')^{2} + 2x_{m}x_{2\sigma}'v^{2}}{x_{m}^{2}v^{2}}$$

или с учётом (2.129)

Рис. 2.52

pa

$$I'_{2} = \frac{I_{1}x_{m}v}{\sqrt{(r'_{2})^{2} + (x_{m} + x'_{2\sigma})^{2}v^{2}}}.$$
 (2.131)

Ток статора при динамическом торможении явля v ется величиной постоянной, а ток ротора изменяется
 при изменении скорости вращения

$$I'_{2} = \frac{I_{1}x_{m}}{\sqrt{(r'_{2}/\nu)^{2} + (x_{m} + x'_{2})^{2}}}$$

При достаточно больших скоростях ток ротора практически постоянен $I'_2 \approx \text{const}$ (рис. 2.52), т.к. $r'_2 / v \ll (x_m + x'_{2\sigma})$. При малых скоростях индуктивное сопротивление $(x_m + x'_{2\sigma})$ становится соизмеримым с

активным, и ток ротора резко уменьшается.

Активная составляющая тока ротора равна

0

$$I'_{2a} = I'_2 \cos \phi_2 = I'_2 \frac{r'_2}{z'_2}.$$

Характер зависимости $I'_{2a}(v)$ показан на рис. 2.51.

Таблица 2.3

Схема соединения				
МДС обмотки	$\sqrt{3}I_d w_1$	$3I_d w_1/2$	$I_d w_1$	$\sqrt{3}I_d w_1/2$
Постоянный ток I _d	$\sqrt{3}I_1/\sqrt{2}$	$\sqrt{2}I_1$	$3I_1/\sqrt{2}$	$\sqrt{6}I_1$
Сопротивление обмотки r _d	$2r_1$	3 <i>r</i> ₁	$2r_1/3$	$r_{1}/2$
Напряжение	$U_d = I_d r_d$			
Мощность	$P_d = U_d I_d$			

Параметры для различных схем соединения обмоток

Электромагнитный момент двигателя можно найти из потерь в цепи рото-

Статические характеристики электродвигателей и приводов



$$M = \frac{m_1 (I'_2)^2 r'_2 / \nu}{\omega_0} = \frac{m_1 z_p I_1^2 x_m^2 r'_2 \nu}{\omega_1 \left[(r'_2)^2 + (x_m + x'_{2\sigma})^2 \nu^2 \right]}.$$
 (2.132)

Полученное выражение показывает, что при динамическом торможении момент определяется величиной эквивалентного переменного тока I_1 статора и относительной скоростью вращения v. Причём при нулевой скорости величина момента равна нулю и знак его изменяется с изменением знака скорости, т.е. с изменением направления вращения.

Зависимость M(v) имеет максимум при скорости вращения

$$v_m = \frac{r_2'}{x_m + x_{2\sigma}'},$$
 (2.133)

а значение критического момента равно

$$M_{m} = \frac{m_{1}z_{p}I_{1}^{2}x_{m}^{2}}{2\omega_{1}(x_{m} + x_{2\sigma}')}.$$
(2.134)

Характер зависимости критической скорости и критического момента от параметров схемы замещения и источника питания такой же, как у критического скольжения и опрокидывающего момента, т.е. величина критического момента при динамическом торможении не зависит от сопротивления цепи ротора, а критическая скорость не зависит от величины тока в обмотке статора.

Выражение (2.133) для критической скорости получено при тех же допущениях, при которых справедливо приближенное выражение для критического скольжения (2.112). Сравнивая эти величины, легко убедиться в том, что критическая скорость значительно меньше критического скольжения, т.к. $x_m \gg x_{1\sigma}$. Поэтому жёсткость механической характеристики при динамическом торможении на участке $\partial M / \partial v > 0$ с критическим моментом, равным опрокидывающему моменту естественной характеристики, значительно больше.

Зависимость критического момента от тока при динамическом торможении очень сильная (квадратичная) и соответствует зависимости опрокидывающего момента от напряжения сети.

Делением (2.132) на (2.134) можно получить уравнение механической характеристики динамического торможения в форме Клосса

$$M = \frac{2M_m}{\frac{\nu}{\nu_m} + \frac{\nu_m}{\nu}}.$$
(2.135)

Действующее значение постоянного тока статора I_d , необходимого для создания заданного критического тормозного момента M_m определяется по действующему значению переменного тока I_1 , найденному из (2.134)

$$I_{1} = \sqrt{\frac{M_{m} 2\omega_{1} (x_{m} + x'_{2\sigma})}{m_{1} z_{p} x_{m}^{2}}}$$

с учётом схемы соединения обмоток (см. табл. 2.3).



На рис. 2.53, *а* показаны две механические характеристики режима динамического торможения с большим I_{d1} и с меньшим I_{d2} током. Если машина работала в режиме двигателя с моментом нагрузки M_c (точка *a* на рис. 2.53, *a*), то при подключении обмотки статора к источнику постоянного тока I_{d1} возникнет тормозной момент, соответствующий точке b_1 , а затем скорость вращения нач-



нёт уменьшаться. Если нагрузка двигателя реактивная, то после остановки движение механизпрекратится ма (точка 0). В случае активной нагрузки после остановки начнётся медленное вращение в противоположную стороскоростью, HV co соответствующей точке статического C_1 . При режима

меньшем токе в обмотке статора I_{d2} характеристика динамического торможения будет менее жёсткой и в статическом режиме скорость будет выше (точка c_2 на рис. 2.53, *a*).

На рис. 2.53, б показана схема переключения двигателя в режим динамического торможения.

Динамическое торможение асинхронных двигателей широко используется в приводах подъёмно-транспортных механизмов, а также в станочных приводах.

2.3.3.4. Динамическое торможение с самовозбуждением

В последние десятилетия в связи с появлением новых типов конденсаторов, обладающих меньшими габаритами и стоимостью, стала расширяться область применения динамического торможения с самовозбуждением.

Как известно, асинхронная машина во всех режимах потребляет реактивную мощность. Источником реактивной мощности могут быть электрические машины и конденсаторы.

В режиме самовозбуждения обмотку статора машины отключают от сети и подключают к батарее конденсаторов (рис. 2.54, *a*). Вращающийся ротор за счёт остаточной намагниченности наводит в статоре ЭДС E_0 , под действием которой в цепи статора, замкнутой через конденсаторы начинает протекать переменный ток с частотой вращения I_{m0} (рис. 2.54, *б*). Этот ток создаёт в машине



вращающееся магнитной поле, которое увеличивает ЭДС до величины E_{01} , вследствие чего ток увеличивается до I_{m1} , вызывая дальнейшее увеличение ЭДС до E_{02} . Процесс возрастания тока и ЭДС будет продолжаться до тех пор, пока не наступит состояние равновесия, соответствующее точке пересечения характеристики холостого хода машины $E = f(I_m)$ и вольтамперной характери-



Рис. 2.54

стики конденсатора $U_C = I_m / (\omega C)$ (точка *S* на рис. 2.54, *б*).

Упрощённая схема замещения для рассматриваемого случая приведена на рис. 2.54, *в*.

В начале самовозбуждения ток в роторе отсутствует и можно считать, что весь ток статора является намагничивающим $I_1 \approx I_m$. Уравнение ЭДС статора имеет вид:

$$I_{1}\sqrt{r_{1}^{2} + (x_{1\sigma}\phi - x_{C}/\phi)^{2}} = I_{m}x_{m}\phi$$

где $\varphi = f / 50$ – относительная частота тока статора. Отсюда условие начала самовозбуждения

$$r_1^2 + (x_{1\sigma}\phi_a - x_C / \phi_a)^2 = x_m^2\phi_a^2.$$

Решая это уравнение относительно частоты, найдём:

$$\varphi_{a} = \pm \sqrt{\frac{-\left(2x_{1\sigma}x_{C} - r_{1}^{2}\right) \pm \sqrt{\left(2x_{1\sigma}x_{C} - r_{1}^{2}\right)^{2} + 4x_{C}^{2}\left(x_{m}^{2} - x_{1\sigma}^{2}\right)}}{2\left(x_{m}^{2} - x_{1\sigma}^{2}\right)}} \approx \sqrt{\frac{x_{C}}{x_{m}}} \cdot (2.136)$$

Здесь приближённое значение получено с учётом того, что $2x_{1\sigma}x_C - r_1^2 \approx 0$ и $x_m^2 \gg x_{1\sigma}^2 \Longrightarrow x_m^2 - x_{1\sigma}^2 \approx x_m^2$.

в)

Значит, скорость вращения, при которой начнётся самовозбуждение асинхронной машины, равна:

$$\omega_a = \omega_0 \varphi_a = \omega_0 \sqrt{\frac{x_C}{x_m}} = \sqrt{\frac{1}{L_m C}}, \qquad (2.137)$$

т.е. начальная частота вращения приблизительно равна резонансной частоте контура статора машины.

При изменении частоты вращения изменяется частота ЭДС и токов машины и, соответственно, сопротивления реактивных элементов схемы замещения. Величина индуктивных сопротивлений рассеяния и ветви намагничивания увеличивается, а сопротивление конденсаторов уменьшается. Значит, возможна ситуация, когда при определённой частоте вращения реактивные составляющие токов статора и ротора компенсируют друг друга и намагничивающий ток станет равным нулю. Если намагничивающий ток равен нулю, то

$$\underline{I}_{1} + \underline{I'}_{2} = 0 \Longrightarrow \underline{I'}_{2} = -\underline{I}_{1}.$$

$$(2.137)$$

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ У

Уравнение Кирхгофа для контура без ветви намагничивания имеет вид

$$\underline{I}_{1}\left[r_{1}+j\left(x_{1\sigma}\phi_{e}-x_{C}/\phi_{e}\right)\right]-\underline{I}'_{2}\left(r_{2}'/s_{e}+jx_{2\sigma}'\phi_{e}\right)=0$$
(2.138)

Отсюда с учётом равенства (2.137) получим:

$$\begin{cases} r_1 + r_2' / s_e = 0 \\ x_{1\sigma} \phi_e - x_C / \phi_e + x_{2\sigma}' \phi_e = 0 \end{cases} \implies s_e = -\frac{r_2'}{r_1}; \ \phi_e = \sqrt{\frac{x_C}{x_{1\sigma} + x_{2\sigma}'}} \end{cases}$$

где s_e – скольжение, при котором справедливо уравнение (2.138).

Тогда синхронная скорость вращения, при которой прекращается самовозбуждение будет равна:

$$\omega_{e0} = \omega_0 \varphi_e = \omega_0 \sqrt{\frac{x_C}{x_{1\sigma} + x'_{2\sigma}}}$$

а скорость вращения с учётом скольжения s_e –

$$\omega_e = \omega_{e0}(1 - s_e) = \omega_0 \left(1 + \frac{r_2'}{r_1}\right) \sqrt{\frac{x_C}{x_{1\sigma} + x_{2\sigma}'}}, \qquad (2.139)$$



Рис. 2.55

На рис. 2.55 показан ряд механических характеристик асинхронной машины при работе в режиме асинхронного генератора с самовозбуждением. Электрическая энергия, получаемая за счёт механизма, вращающего ротор, рассевается в виде тепла в обмотках статора и ротора, а также в сопротивлениях, если они включены в цепи статора и/или ротора.

Максимум тормозного момента при уменьшении ёмкости конденсатора смещается в область более высоких скоростей вращения.

Недостатками торможения с самовозбуждением или конденсаторного торможения

являются: возникновение тормозного момента при достаточно высокой скорости вращения $(0,3...0,5\omega_0)$ и срыв торможения при скоростях выше ω_e ; необходимость большой ёмкости конденсатора для получения тормозного момента на низких скоростях.

Основным же преимуществом конденсаторного торможения является отсутствие внешнего источника электрической энергии.

Отсутствие торможения при низких скоростях вращения при самовозбуждении иногда устраняют комбинацией двух режимов. Когда на высоких скоростях используется конденсаторное торможение, а затем статор подключают к



источнику постоянного тока и торможение происходит вплоть до остановки (штриховая линия на рис. 2.55).

2.3.4 Характеристики асинхронного двигателя при питании от источника тока

В последнее время в связи с развитие регулируемого асинхронного электропривода возникла необходимость изучения свойств асинхронного двигателя при питании от источника тока. Это объясняется тем, что значительная часть используемых в приводе преобразователей частоты обладает свойствами источника тока, т.к. они формируют в фазах двигателя токи, не зависящие от режима работы машины и ее параметров. В этом случае схема замещения двигателя имеет вид, показанный на рис. 2.56.

2.3.4.1 Токи намагничивания и ротора

При постоянном значении модуля тока I_1 падение напряжения U_{ab} будет определяться полным сопротивлением участка a-b схемы замещения (рис. 2.56). Комплексное сопротивление этого участка равно

$$\underline{Z}_{ab} = \frac{jx_m \left(\frac{r'_2}{s} + jx'_{2\sigma}\right)}{\frac{r'_2}{s} + j(x_m + x'_{2\sigma})} = \frac{j\omega_1 L_m \left(r'_2 + js\omega_1 L'_{2\sigma}\right)}{r'_2 + js\omega_1 L_2}.$$

где $L_2 = L'_{2\sigma} + L_m$.



Модуль
$$\underline{Z}_{ab}$$
 можно определить как

$$z_{ab} = x_m \sqrt{\frac{1 + (s\omega_1 L'_{2\sigma} / r'_2)^2}{1 + (s\omega_1 L_2 / r'_2)^2}} = x_m \zeta_{ab}.$$

Значение U_{ab} можно представить через ток статора I_1 и полное сопротивление z_{ab} как $U_{ab} = I_1 z_{ab} = I_1 x_m \zeta_{ab}$, т.е. характер его изменения полностью соответствует измене-

нию ζ_{ab} , т.к. I_1 и x_m постоянные величины.

Отсюда намагничивающий ток

$$I_m = U_{ab} / x_m = I_1 \zeta_{ab} \xrightarrow{s \to \pm \infty} I_1 L'_{2\sigma} / L_2 = I_1 k_{2\sigma},$$

где $k_{2\sigma} = L'_{2\sigma} / L_m$.

Изменение тока намагничивания в функции скольжения показано на рис. 2.57, *a*). В режиме холостого хода весь входной ток протекает по ветви намагничивания, а по мере роста скольжения его значение уменьшается и стремится к величине $I_1k_{2\sigma}$. Уже при малых отклонениях от точки холостого хода, т.е. при скольжениях соответствующих рабочему режиму, происходит резкое уменьшение тока намагничивания, что вызывает пропорциональное уменьшение основ-


ного магнитного потока, крайне неблагоприятно сказывающееся на работе машины. Уменьшение магнитного потока на рабочем участке будет происходить также из-за глубокого насыщения магнитопровода, если во всех режимах поддерживать ток статора на уровне, превышающем значение тока холостого хода. Но работа машины при токе холостого хода невозможна, т.к. создаваемый ею момент будет равен нулю. Поэтому ток статора двигателя в процессе работы нужно изменять в зависимости от скольжения обратно пропорционально функ-

ции
$$\zeta_{ab}(s)$$
, т.е. $I_1(s) = \frac{I_{10}}{\zeta_{ab}(s)}$, где I_{10} – ток холостого хода (рис. 2.57, б). Тогда

 $I_m(s) = I_1(s)\zeta_{ab}(s) = \frac{I_{10}}{\zeta_{ab}(s)}\zeta_{ab}(s) = I_{10} = \text{const.}$ Этот режим соответствует работе

двигателя с постоянным магнитным потоком, равным потоку в режиме холостого хода.

Функциональную зависимость $I_1(s)$ для общего случая частотного управления можно представить в виде



$$I_{1}(s) = I_{10} \sqrt{\frac{1 + (s\omega_{1}L_{2} / r_{2}')^{2}}{1 + (s\omega_{1}L_{2\sigma}' / r_{2}')^{2}}},$$

т.е. в этом случае управление током статора нужно осуществлять в функции скольжения, а точнее, в функции частоты ротора, т.к. $s\omega_1 = \omega_2$.

Из схемы замещения рис. 2.56 ток ротора можно определить как

$$I_{2}' = \frac{U_{ab}}{\sqrt{(r_{2}'/s)^{2} + (x_{2\sigma}')^{2}}} = \frac{I_{1}z_{ab}s}{r_{2}'\sqrt{1 + (s\omega_{1}L_{2\sigma}'/r_{2}')^{2}}} = I_{1}\frac{s\omega_{1}L_{m}}{r_{2}'\sqrt{1 + (s\omega_{1}L_{2}/r_{2})^{2}}} \xrightarrow{s \to \pm \infty} I_{1}k_{2},$$

где $k_2 = L_m / L_2$ – коэффициент электромагнитной связи ротора.



Характер изменения тока ротора показан на рис. 2.56, *а*. В режиме холостого хода он равен нулю, а с увеличением скольжения монотонно стремится к значению I_1k_2 .

Таким образом, при питании асинхронного двигателя от источника тока с изменением нагрузки происходит перераспределение тока между ветвями намагничивания и ротора. При этом, в отличие от режима питания от источника ЭДС, электромеханические характеристики монотонны и симметричны относительно точки холостого хода.

2.3.4.2 Электромагнитный момент

Определим электромагнитный момент АД, через основной магнитный поток на полюс машины $\Phi_m = L_m I_m$ и действующее значение активного тока ротора I'_{2a}

$$M = m_1 z_p L_m I_m I_{2a} ,$$

где m_1 – число фаз статора; z_p – число пар полюсов.

Найти активную составляющую тока ротора не составляет труда, пользуясь схемой замещения рис. 2.56 –

$$\underline{I'}_{2} = \frac{\underline{U}_{ab}}{r'_{2}/s + jx'_{2\sigma}} \implies I_{2a} = \frac{U_{ab}s}{r'_{2}\sqrt{1 + (s\omega_{1}L'_{2\sigma}/r'_{2})^{2}}} = I_{1}\frac{z_{ab}s}{r'_{2}\sqrt{1 + (s\omega_{1}L'_{2\sigma}/r'_{2})^{2}}}$$

Тогда, с учетом $I_m = I_1 z_{ab} / x_m$, электромагнитный момент АД будет равен –

$$M = M_m \mu \,, \tag{2.140}$$

где $M_m = \frac{m_1}{2} z_p \frac{L_m^2}{L_2} I_1^2$ – критический момент, $\mu = \frac{2}{\frac{s_m}{s} + \frac{s}{s_m}}$ – относительное зна-

чение момента, а $s_m = \pm \frac{r_2'}{x_{2\sigma}' + x_m} = \pm \frac{r_2'}{x_2}$ – критическое скольжение.

Нетрудно заметить, что выражение (2.140) представляет собой формулу Клосса, но, в отличие от режима питания от источника ЭДС, в ней отсутствуют элементы $as_m = r_1 s_m / r'_2$. Это вполне объяснимо, т.к. питание от источника тока исключает влияние падения напряжения в цепи статора ($r_1 + jx_{1\sigma}$)на процессы в двигателе и в этом смысле эквивалентно условию $r_1 = x_{1\sigma} = 0$. Как следствие этого, критические моменты при токовом питании в режиме двигателя и генератора одинаковы (рис. 2.58, *a*) и вся механическая характеристика симметрична относительно точки холостого хода. Сравнивая критические моменты в двигательном режиме при двух видах питания и полагая, что ток статора равен но-минальному, получим для их отношения

$$\frac{M_{mU}}{M_{mI}} = \frac{U_{1n}^2}{I_{1n}^2} \cdot \frac{L_2}{L_m^2 \omega_{1n}^2 (L_{1\sigma} + L_{2\sigma}')} = 3...1.$$



Сопоставляя аналогично критические скольжения, получим

$$\frac{s_{mU}}{s_{mI}} = \frac{x'_{2\sigma}}{\sqrt{r_1^2 + (x_{1\sigma} + x'_{2\sigma})^2}} = 3...20.$$

При питании от источника тока асинхронный двигатель развивает при прочих равных условиях больший электромагнитный момент, чем в случае питания от источника ЭДС. Для получения представления о количественном соотношении положим $I_1 = I_{1n} \approx I_2$; $s = s_n$ и сопоставим критический момент M_{ml} с моментом M_n , соответствующим номинальному скольжению при питании от источника ЭДС. Тогда для двигателей мощностью от 1 до 90 кВт получим

$$\frac{M_{mI}}{M_n} = \frac{s_n \omega_{1n} L_m^2}{r_2' x_2} = 1, 3...4, 5$$

На самом деле это отношение будет большим, т.к. номинальный момент здесь рассчитывается по значению тока ротора при условии приближенного равенства $I_2 \approx I_{1n}$, в то время как $I_2 < I_{1n}$. Способность асинхронного двигателя развивать больший момент при питании от источника тока широко используется, например, для разгона гиродвигателей.

Проанализируем теперь влияние частоты источника питания на механическую характеристику АД. В соответствии с (2.140) эта характеристика полно-



стью определяется двумя параметрами — критическим моментом M_m и скольжением s_m . Величина критического момента не зависит от частоты, а критическое скольжение можно представить в виде

$$s_m = \pm \frac{r_2'}{x_2} = \pm \frac{r_2'}{\omega_1 L_2} = \pm \frac{1}{\omega_1 T_2} = \pm \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1} \Longrightarrow \omega_1 - \omega = s_m \omega_1 = \omega_{2m} = \frac{1}{T_2} = \text{const}.$$

Таким образом, критическое скольжение изменяется обратно пропорционально изменению частоты сети ω_1 . Однако частота скольжения в точке опрокидывания $\omega_{2m} = 1/T_2 = \text{const}$ остаётся постоянной. Поэтому при изменении



частоты питания ω_1 механические характеристики будут просто смещаться параллельно естественной характеристике (рис. 2.58, δ).

2.3.5. Механические характеристики асинхронного двигателя при несимметричных режимах

Иногда для получения искусственных механических характеристик используют схемы питания двигателя несимметричным напряжением. Однако чаще асимметрия возникает вследствие асимметрии параметров двигателя или источника питания.

Асимметрию напряжения можно создать, например, подключив одну из фазных обмоток к линейному напряжению через автотрансформатор (рис. 2.59, a). Предельные режимы, соответствующие крайним положениям скользящего контакта автотрансформатора, можно реализовать переключающим контактом S, показанным на рис. 2.59, δ . Переключение на нормально разомкнутый контакт ключа S соответствует однофазному включения статора асинхронного двигателя.



Рис. 2.59.

Как известно любое несимметричное напряжение трёхпроводной трёхфазной сети можно разложить на две симметричные системы с прямым и обратным порядком чередования фаз.

Полагая машину линейным объектом, можно считать, что на неё действуют два независимых симметричных источника питания с фазными напряжениями U_{1+} и

 $U_{\rm 1-},$ и представить её в виде двух

одинаковых двигателей АД+ и АД–, подключённых к соответствующим сетям и соединённых общим валом (рис. 2.60, *a*).

В двигателе АД+ магнитное поле вращается в положительном направлении, и он развивает положительный вращающий момент M_+ . В двигателе АД– поле вращается в противоположном направлении и развиваемый момент отрицательный M_- . Результирующий момент, действующий на вал машины, равен сумме моментов, создаваемых полями прямого и обратного вращения, т.е. $M = M_+ + M_-$.

Схемы замещения, соответствующие условиям работы АД+ и АД– приведены на рис. 2.60, б. Скольжению *s* двигателя АД+ соответствует скольжение (2–*s*) двигателя АД–. Отсюда, пользуясь формулой Клосса, можно получить уравнение механической характеристики при несимметричном питании

$$M = M_{+} + M_{-} = M_{m} \left(\frac{2\upsilon_{+}^{2}(1 + as_{m})}{\frac{s}{s_{m}} + \frac{s_{m}}{s} + 2as_{m}} - \frac{2\upsilon_{-}^{2}(1 + as_{m})}{\frac{2 - s}{s_{m}} + \frac{s_{m}}{2 - s} + 2as_{m}} \right) \approx (2.141)$$
$$\approx M_{m} \left(\frac{2\upsilon_{+}^{2}}{\frac{s}{s_{m}} + \frac{s_{m}}{s}} - \frac{2\upsilon_{-}^{2}}{\frac{2 - s}{s_{m}} + \frac{s_{m}}{2 - s}} \right)$$

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ

где: M_m – критический момент при номинальном напряжении питания; $\upsilon_+ = U_{1+}/U_{1n}$; $\upsilon_- = U_{1-}/U_{1n}$ – относительные значения фазных напряжений прямой и обратной последовательности.

Механические характеристики при несимметричном питании двигателей с малым и большим критическим скольжением приведены на рис. 2.61 *а* и б. Оче-



видно, что характеристики двигателей с малым сопротивлением цепи ротора (малым скольжением) непригодны для практики. В машинах с большим сопротивлением результирующая механическая характеристика $\omega(M)$ монотонная и позволяет обеспечить устойчивую работу привода в четырёх квадрантах. Однако энергетические показатели такого привода очень низкие, поэтому регулирование путём создания асимметрии питания применяется только в микромощных машинах систем автоматики.

До недавнего времени принцип получения требуемых параметров механической характеристики путём воздействия двух разнонаправленных вращающих моментов использовался в т.н. двухдвигательных приводах для получения низких скоростей вращения. Схема таких приводов идентична физической модели двигателя на рис. 2.60, *а*. Отличие заключается только в том, что вместо моделей машин в двухдвигательном приводе к общему валу присоединяют два реальных асинхронных двигателя с фазным ротором со включёнными добавоч-



ными сопротивлениями. Одна из машин работает в режиме двигателя, а вторая – в тормозном режиме противовключения или динамического торможения. Такие приводы обладают повышенной надёжностью, но плохими энергетическими показателями, и в настоящее время вытесняются асинхронными приводами с частотным управлением.

Предельным случаем асимметрии питания является однофазное включение, при котором магнитное поле в машине пульсирующее, а составляющие прямой и обратной последовательности одинаковы. Введение дополнительных



Рис. 2.61

сопротивлений в цепь ротора позволяет получить в режиме однофазного включения механическую характеристику, проходящую через начало координат и располагающуюся во втором и четвёртом квадрантах (рис. 2.61, *в*), т.е. характеристику тормозного режима. Этот режим используют в приводах подъёмнотранспортных механизмов наряду с торможением противовключением.

2.3.6. Регулирование скорости вращения асинхронных двигателей

Возможность и диапазон регулирования скорости вращения в современном электроприводе является одним из важнейших критериев выбора типа двигателя. Регулирование скорости асинхронных двигателей может производиться тремя способами:

- 1) изменением каких-либо параметров электрических цепей двигателя;
- 2) введением добавочной ЭДС в цепь ротора двигателя;
- 3) изменение параметров источника питания.

Первый способ, называемый параметрическим регулированием, обеспечивается включением активных или активно-индуктивных сопротивлений в цепи статора или ротора, а также изменением числа пар полюсов магнитного поля машины.

Введение добавочной ЭДС в цепь ротора осуществляется в каскадных установках, включающих помимо асинхронного двигателя с фазным ротором машинные или вентильные преобразователи энергии, с помощью которых мощность скольжения возвращается в питающую трёхфазную сеть или передаётся на вал рабочего механизма.



Изменение параметров электрической энергии возможно, если источниками питания являются электромашинные генераторы или полупроводниковые преобразователи. В современной практике используются исключительно последние, и с их помощью формируются напряжения или токи статора функционально связанные, с частотой или с положением в пространстве полюсов магнитного поля машины.

Оценку способов регулирования скорости вращения необходимо производить с учётом того, что работа машины при этом должна проходить в длительном режиме. Поэтому потери энергии и связанная с ними величина КПД, а также величина коэффициента мощности имеют существенное значение. Кроме того, качество регулирования оценивается возможным диапазоном изменения скорости вращения в виде отношения $D = \omega_{max} / \omega_{min}$, где ω_{max} и ω_{min} – максимально и минимально возможные скорости вращения при соблюдении определённых условий. Например, перегрузочной способности двигателя или статизма механической характеристики и т.п.

В разделе 2.3.2 были в основном рассмотрены способы параметрического регулирования введением активных и активно индуктивных сопротивлений в цепи статора и ротора, используемые для формирования пусковых и переходных режимов привода. Все они отличаются низким КПД, снижающимся при уменьшении скорости, и диапазоном регулирования не превышающим 1,5...2. В современной практике эти способы не находят применения.

Во многих простых механизмах, где не требуется плавное регулирование скорости вращения, достаточно обеспечить работу с двумя, тремя скоростями. Самым простым решением для таких приводов является использование многоскоростных асинхронных двигателей и релейно-контакторной системы управления, с помощью которой осуществляется переключение соединений обмоток. Многоскоростные двигатели применяются в приводах металлорежущих и деревообрабатывающих станков, грузовых и пассажирских лифтах, в приводах вентиляторов и насосов и в ряде других случаев.

Регулирование скорости вращения с помощью каскадных установок до недавнего времени применялось в приводах большой мощности с диапазоном регулирования в пределах D = 10...8:1. Однако в настоящее время они вытесняются из этой области асинхронными приводами с частотным управлением.

Самым распространённым в настоящее время способом регулирования скорости вращения асинхронных двигателей является частотное регулирование. Этот способ позволяет эффективно регулировать скорость вращения в широких пределах в четырёх квадрантах, включая двигатели с короткозамкнутым ротором.

2.3.6.1. Влияние частоты питания на электромагнитные процессы

Составим уравнение Кирхгофа для контура статора асинхронного двигателя

$$\underline{U}_1 = r_1 \underline{I}_1 + j \omega_1 L_{1\sigma} \underline{I}_1 + j \omega_1 w_{1e} \underline{\Phi}_m / \sqrt{2} , \qquad (2.142)$$



где $\omega_1 = 2\pi f_1$ – частота питающей сети; w_{1e} – эффективное число витков фазной обмотки статора.

Отсюда комплексная амплитуда основного магнитного потока в предположении, что начальная фаза напряжение питания принята за начало отсчёта, т.е. что $U_1 = U_1 e^{j0} = U_1$:

$$\underline{\Phi}_{m} = \frac{-j}{\sqrt{2\pi}w_{1e}} \left(\frac{U_{1}}{f_{1}} - \frac{r_{1}}{f_{1}} \underline{I}_{1} - j2\pi L_{1\sigma} \underline{I}_{1} \right).$$
(2.143)

Из выражения (2.143) следует, что при малых значениях активного сопротивления обмотки статора $r_1 \approx 0$ и индуктивности рассеяния $L_{1\sigma} \approx 0$ магнитный поток в рабочем зазоре определяется отношением напряжения и частоты питания:

$$\Phi_m = C \frac{U_1}{f_1} = C' \frac{U_1}{\omega_1}, \qquad (2.144)$$

где $C = \frac{1}{\sqrt{2}\pi w_{1e}}; C' = \frac{\sqrt{2}}{w_{1e}}$ – некоторые константы.

Значит, для регулирования магнитного потока необходимо управлять этими величинами взаимосвязано. Поэтому преобразователи должны иметь два канала управления выходным напряжением и частотой, между которыми необходимо создать некоторую функциональную связь. В простейшем случае управления с поддержанием постоянного магнитного потока изменение выходной частоты должно сопровождаться пропорциональным изменением напряжения так, чтобы

$$\frac{U_1}{f_1} = \text{const}.$$
 (2.145)

Так как повышение напряжения выше номинального значения недопустимо, то выполнение условия (2.145) возможно только при снижении частоты питания ниже номинальной. Регулирование в области частот выше номинальной возможно только при постоянном номинальном напряжении $U_1 = U_{1n} = \text{const}$, а значит, с ослаблением магнитного потока:

$$\frac{U_{1n}}{f_1} = \text{var}.$$
 (2.146)

Таким образом, функциональные связи между каналами управления напряжением и частотой преобразователя в соответствии с выражениями (2.145) и (2.146) обеспечивают двухзонное регулирование с постоянным в первом приближении магнитным потоком (моментом) и с ослаблением потока, т.е. с постоянной мощностью, совершенно аналогично двухзонному регулированию машин постоянного тока.

2.3.6.2. Законы частотного управления

Функциональная связь между каналами управления напряжением и частотой питания статора, называется законом частотного управления. В 1925 году академик Михаил Полиевктович Костенко сформулировал общий закон, обеспечивающий оптимальные условия работы двигателя в следующей форме: чтобы обеспечить оптимальный режим работы асинхронного двигателя при всех значениях частоты и нагрузки, необходимо относительное напряжение двигателя изменять пропорционально произведению относительной частоты на корень квадратный из относительного момента –

$$\gamma = \alpha \sqrt{\mu} \tag{2.147}$$

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ УІ

где $\alpha = \omega_1 / \omega_{1n}$; $\gamma = U_1 / U_{1n}$ – относительная частота и напряжения питания, а $\mu = M / M_n$ – относительный электромагнитный момент. В этих выражениях базовыми являются номинальные значения, обозначенные индексом *n*.

Если магнитная цепь машины слабо насыщена и активным сопротивлением статора можно пренебречь, то асинхронный двигатель в этом случае будет работать при практически постоянном коэффициенте мощности, запасе статической устойчивости и абсолютном скольжении.

Закон Костенко можно получить из следующих элементарных соображений. Если предположить, что коэффициент перегрузочной способности при регулировании остается постоянным, то критический момент, зависящий от квадрата величины магнитного потока, также должен оставаться постоянным и отношение моментов при двух различных частотах будет равно

$$\frac{M'}{M''} = \frac{\left(\Phi'\right)^2}{\left(\Phi''\right)^2} \implies \frac{\Phi'}{\Phi''} = \sqrt{\frac{M'}{M''}}$$
(2.148)

Но если пренебречь r_1 , то напряжение статора будет уравновешиваться в основном ЭДС магнитного потока и отношение напряжений будет равно

$$\frac{U'}{U''} \approx \frac{E'}{E''} = \frac{\Phi'\omega_1'}{\Phi''\omega_1''}.$$
(2.149)

Подставляя (2.148) в (2.149), получим закон Костенко

$$\frac{U'}{U''} = \frac{\omega_1'}{\omega_1''} \sqrt{\frac{M'}{M''}} \iff \gamma = \alpha \sqrt{\mu} .$$

Для некоторых простейших случаев из закона Костенко можно исключить относительный момент. Полагая с точностью до скольжения $\omega_1 \approx \omega$, представим уравнение механической характеристики нагрузки степенной функцией $M_c = C\omega^k$ или, в относительных единицах, как $\mu = \alpha^k$. Тогда выражение (2.147) примет вид

$$\gamma = \alpha^{\left(1 + \frac{k}{2}\right)}$$

и для типичных видов нагрузки мы получим законы управления, приведённые в таблице 2.4.

Эти законы являются фактическим стандартом, заложенным во все современные преобразователи частоты широкого применения.



Закон Костенко можно использовать в разомкнутых и в замкнутых системах управления. Сущностью его является управление напряжением (магнитным потоком) машины в функции нагрузки на валу без непосредственного ее измерения. Если нагрузка уменьшается, то магнитный поток можно также уменьшить, уменьшив напряжение, но сохранив при этом запас статической устойчивости.

Таблица	2.4
---------	-----

	Вид нагрузки		
	Статическая ($M_c = \text{const}; k = 0$)	Вентиляторная ($M_c = C\omega^2$; $k = 2$)	Постоянная мощность ($M_c \omega = \text{const}; k = -1$)
Закон управления	$\gamma = \alpha$	$\gamma = \alpha^2$	$\gamma = \sqrt{\alpha}$

Закон Костенко получен в предположении, что $r_1 \approx 0$ и $L_{1\sigma} \approx 0$, однако обмотка статора обладает конечными значениями r_1 и $L_{1\sigma}$. Поэтому при изменении частоты изменяется второе слагаемое в выражении (2.143) и, соответственно, величина потока. Изменение нагрузки двигателя приводит к изменению тока статора, который через второе и третье слагаемое влияет на магнитный поток. При этом уменьшение магнитного потока, связанное с активным сопротивлением, зависит от изменения частоты и нагрузки двигателя, а уменьшение потока, связанное с индуктивностью рассеяния, – только от нагрузки.

Полагая реактивный ток статора равным нулю, можно прийти к заключению, что при выполнении условия (2.145) всегда существует такое значение тока и/или частоты питания, при котором магнитный поток в зазоре снижается до нуля и, следовательно, вращающий момент двигателя становится равным нулю, т.е.

$$\Phi_m = C \left(\operatorname{const} - \frac{r_1}{f_1} I_1 - j 2\pi L_{1\sigma} I_1 \right) \xrightarrow{f_1 \to 0; \ I_1 \to \infty} 0.$$

Умножим и разделим выражение (2.113) для максимального момента двигателя на величину частоты сети ω_1 . Тогда действительно видно, что при снижении частоты питания с сохранением условия $U_1/\omega_1 = \text{const}$ опрокидывающий момент стремится к нулю

$$M_{m} = \frac{U_{1}^{2}}{\omega_{1}^{2}} \frac{\omega_{1}m_{1}z_{p}}{2c_{1}\left[r_{1} \pm \sqrt{r_{1}^{2} + (\omega_{1}L_{1\sigma} + c_{1}\omega_{1}L_{2\sigma}')^{2}}\right]} \xrightarrow{U_{1}/\omega_{1} = \text{const; } \omega_{1} \to 0} 0. \quad (2.150)$$

Таким образом, управление по закону $U_1/\omega_1 = \text{const}$ может обеспечить работу привода с сохранением перегрузочной способности двигателя при постоянной статической нагрузке только в ограниченном диапазоне регулирования. На рис. 2.62 показаны механические характеристики для этого закона управления. Там же показаны кривые точек опрокидывания для двигателей

ИТТИО

различной мощности. Как и следовало ожидать, с увеличением мощности увеличивается диапазон частот, в пределах которого опрокидывающий момент остаётся практически постоянным. Это связано с тем, что относительное значение активного и индуктивного сопротивления статора с увеличением мощности уменьшается и, соответственно, уменьшается их влияние на электромагнитный момент двигателя.

Обозначим относительное значение частоты ЭДС и тока в роторе через $\beta = \omega_2 / \omega_{1n}$ и включим все относительные значения в параметры схемы замеще-



ния асинхронного двигателя, соответствующие номинальной частоте питания, с учётом того, что $s = \omega_2 / \omega_1 = \beta / \alpha$ (рис. 2.63, *a*). Эту схему можно преобразовать, заменив падения напряжения на реактивных элементах на ЭДС соответствующих магнитных потоков. Так падение напряжения на индуктивном сопротивлении $x_{1\sigma}$ равно:

$$\underline{U}_{ab} = j x_{1\sigma} \alpha \underline{I}_{1} = j \omega_{1n} \alpha L_{1\sigma} \underline{I}_{1} = j \omega_{1n} \alpha \underline{\Psi}_{1\sigma},$$

где $\Psi_{1\sigma} = L_{1\sigma}I_1$ – потокосцепление потока рассеяния статора. Аналогично можно преобразовать все падения напряжения на реактивных элементах. Тогда, пренебрегая потерями в ста-

ли, получим схему замещения, показанную на рис. 2.63, б. В этой схеме падения напряжения

$$\underline{\underline{U}}_{ad} = jx_{1\sigma}\alpha\underline{\underline{I}}_{1} + jx_{m}\alpha\underline{\underline{I}}_{m} = j\omega_{1n}\alpha\underline{\underline{\Psi}}_{1\sigma} + j\omega_{1n}\alpha\underline{\underline{\Psi}}_{m} = j\omega_{1n}\alpha\underline{\underline{\Psi}}_{1};$$

$$\underline{\underline{U}}_{bd} = jx_{m}\alpha\underline{\underline{I}}_{m} = j\omega_{1n}\alpha\underline{\underline{\Psi}}_{m};$$
(2.151)

$$\underline{U}_{cd} = jx'_{2\sigma}\alpha \underline{I}'_{2} + jx_{m}\alpha \underline{I}_{m} = j\omega_{1n}\alpha \underline{\Psi}'_{2\sigma} + j\omega_{1n}\alpha \underline{\Psi}_{m} = j\omega_{1n}\alpha \underline{\Psi}_{2}$$

представляют собой соответственно ЭДС, наводимые в машине полным магнитным потоком статора $\underline{\Psi}_1 = \underline{\Psi}_{1\sigma} + \underline{\Psi}_m$, основным магнитным потоком в зазоре машины $\underline{\Psi}_m$ и полным магнитным потоком ротора $\underline{\Psi}_2 = \underline{\Psi}'_{2\sigma} + \underline{\Psi}_m$.

Из рис. 2.63 видно, что все параметры схемы замещения кроме активного сопротивления статора r_1 являются линейными функциями от относительной частоты питания α . Поэтому при уменьшении частоты $U_{ad} \rightarrow 0$, а $U_{r_1} = r_1 I_1 \rightarrow U_1$. Для исключения этого явления нужно изменить закон управления так, чтобы $U_{ad} / \omega_1 = \alpha U_{adN} / \omega_1 = (\underline{U}_1 - r_1 \underline{I}_1) / \omega_1 = \text{const}$, т.е. $\underline{U}_1 = \alpha U_{adN} + r_1 \underline{I}_1$, где U_{adn} – падение напряжения между точками *ad* при номинальной частоте в режиме холостого хода машины. Тогда уравнение (2.142) преобразуется следующим образом:



т.е. из него исключается падение напряжения на активном сопротивлении статора. Такой закон управления называется *IR*-компенсацией. Из условия $U_{ad} / \omega_1 = \text{const}$ и (2.151) следует, что $U_{ad} = \alpha U_{ad N} = \omega_{1N} \alpha \Psi_1 \Longrightarrow \Psi_1 = \Psi_{1N} = \text{const}$, т.е. *IR*-компенсация означает стабилизацию магнитного потока, сцепляющегося с обмоткой статора, на уровне режима идеального холостого хода.

Введение *IR*-компенсации эквивалентно подключению источника питания с напряжением αU_{adn} непосредственно к точкам *ad* схемы замещения. Тогда максимальный момент и критическое скольжение будут равны

$$M_{m} = \pm \frac{m_{1}z_{p}\alpha^{2}U_{adN}^{2}}{2\alpha^{2}\omega_{1n}^{2}c_{1}(L_{1\sigma} + c_{1}L_{2\sigma}')} = \pm \frac{m_{1}z_{p}U_{adN}^{2}}{2\omega_{1n}^{2}c_{1}(L_{1\sigma} + c_{1}L_{2\sigma}')} = \text{const}.$$
 (2.153)

$$s_m = \pm \frac{c_1 r_2'}{\alpha \left(x_{1\sigma} + c_1 x_{2\sigma}' \right)} = \pm \frac{\beta_m}{\alpha} \Longrightarrow \beta_m = \frac{c_1 r_2'}{x_{1\sigma} + c_1 x_{2\sigma}'} = \text{const}, \quad (2.154)$$





Таким образом, механические характеристики при управлении с *IR*компенсацией смещаются параллельно, сохраняя жёсткость на рабочем участке, и по виду идентичны характеристиками при частотно-токовом управлении, приведённым на рис. 2.58, *б*. Сходство этих характеристик неслучайно, и объясняется тем, что в обоих случаях, но различными способами, исключается влияние параметров статорной обмотки на электромагнитные процессы в машине.

Из выражений (2.153) и (2.154) следует, что опрокидывающий момент и критическое скольжение при управлении с *IR*-компенсацией больше, чем

у естественной механической характеристики. При этом жёсткость её на рабочем участке несколько больше.

Однако *IR*-компенсация не может исключить влияние нагрузки двигателя на основной магнитный поток. Для этого нужно компенсировать падение напряжения на индуктивном сопротивлении рассеяния статора, иначе говоря, стабилизировать напряжение U_{bd} . Условием стабилизации этого напряжения является управление по закону $U_{bd}/\omega_1 = \alpha U_{bdN}/\omega_1 = [\underline{U}_1 - (r_1 + jx_{1\sigma})\underline{I}_1]/\omega_1 = \text{const}$,

pa.



или $\underline{U}_1 = \alpha U_{bdN} + (r_1 + jx_{1\sigma})\underline{I}_1 = \alpha U_{bdN} + \underline{Z}_1\underline{I}_1$, где U_{bdn} – падение напряжения между точками *bd* при номинальной частоте в режиме холостого хода машины. Такой закон управления называется *IZ*-компенсацией. Уравнение Кирхгофа для цепи статора при *IZ*-компенсации преобразуется к виду

т.е. основной магнитный поток в машине стабилизируется на уровне холостого хода.

Используя представление эффекта *IZ*-компенсации в виде эквивалентного источника, подключённого к точкам *bd* схемы замещения, получим выражения для критического момента и скольжения

$$M_{m} = \pm \frac{m_{1}z_{p}\alpha^{2}U_{bdN}^{2}}{2\alpha^{2}\omega_{1n}^{2}c_{1}^{2}L_{2\sigma}'} = \pm \frac{m_{1}z_{p}U_{bdN}^{2}}{2\omega_{1n}^{2}c_{1}^{2}L_{2\sigma}'} = \text{const}.$$
 (2.156)

$$s_m = \pm \frac{r'_2}{\alpha x'_{2\sigma}} = \pm \frac{\beta_m}{\alpha} \Longrightarrow \beta_m = \frac{r'_2}{x'_{2\sigma}} = \text{const}, \qquad (2.157)$$

Таким образом, вид механических характеристик при *IZ*-компенсации имеют такой же вид, как характеристики при управлении с *IR*-компенсацией, но опрокидывающий момент у них при условии $U_{bdn} \approx U_{adn}$ приблизительно вдвое больше и во столько же раз больше критическое скольжение.

Рассмотрим теперь последний возможный вариант – частотное управление со стабилизацией магнитного потока ротора. Полагая, что каким-либо образом удалось выполнить условие $U_{cd}/\omega_1 = \alpha U_{cdN}/\omega_1 = \text{const} \Leftrightarrow \Psi_2 = \Psi_{2N} = \text{const}$. Если не учитывать ветвь намагничивания, то это условие эквивалентно приближенному равенству $\underline{U}_1 \approx \alpha U_{cdN} + [r_1 + j(x_{1\sigma} + c_1 x'_{2\sigma})]\underline{I}_1$. Подставим напряжение в точках *cd* схемы замещения в уравнение механической характеристики (2.111) вместо U_1 . Тогда получим:

где: $M_s = \frac{m_1 z_p \Psi_{2N}^2}{2c_1^2 r_2'} \omega_{1N}$ – пусковой момент при номинальном потокосцеплении ротора Ψ_{2n} и номинальной частоте сети ω_{1N} ; $\nu = \omega/\omega_{0N}$ – относительная скорость вращения; $1 \le \rho_2 = r'_{2\Sigma}/c_1 r'_2 < \infty$ – относительное сопротивление цепи рото-



Уравнение механической характеристики асинхронного двигателя в относительных единицах (2.158) полностью идентично уравнению (2.13) двигателя постоянного тока независимого возбуждения при условии постоянства магнитного потока. В асинхронном двигателе потоком ротора также можно управлять и тогда эти уравнения будут одинаковыми для всех способов регулирования.

Механические характеристики, соответствующие режимам стабилизации потоков статора, ротора и основного потока показаны на рис. 2.64. Там же штриховой линией для сравнения показана естественная механическая характеристика.

Как уже упоминалось выше, частотное регулирование по закону Костенко осуществляется с помощью создания соответствующей функциональной связи



между каналами управления частотой и напряжением преобразователя. Для стабилизации магнитного потока статора или потока в зазоре необходима обратная связь по какому-либо параметру, связанному с этими величинами, что предполагает наличие соответствующего датчика. Можно измерять магнитный поток в зазоре, поместив в него датчики Холла, или измерять ЭДС основного магнитного потока, поместив в пазы статора измерительные витки. Однако самый простой и распространённый способ стабилизации основан на измерении фазного тока и введении положительной обратной связи по пропорциональному падению напряжения на активном сопротивлении

или, реже, на полном сопротивлении обмотки статора, т.е. *IR* или IZ-компенсация в том виде, в каком она была рассмотрена.

2.3.6.3. Векторное управление асинхронным приводом

В настоящее время для регулирования скорости вращения и вращающего момента с использованием векторного представления величин в асинхронном приводе применяются в основном два способа:

- управление электромагнитным моментом путем разложения тока статора на составляющие, пропорциональные величине магнитного потока ротора и величине момента;
- 2. управление электромагнитным моментом путём изменения взаимного положения магнитных потоков статора и ротора.

Сущность первого способа заключается в математическом представлении асинхронного двигателя в форме аналогичной двигателю постоянного тока независимого возбуждения и использовании основанных на этом представлении методов управления. Возможность такого решения основана на том, что проекция пространственного вектора тока статора на ось полюсов магнитного поля ротора (продольную ось) i_{1d} пропорциональна величине магнитного потока, а

ИТТИО

проекция на ортогональную (поперечную) ось *i*_{1q} пропорциональна величине электромагнитного момента

$$i_{1d} = \frac{\Psi_2}{L_m}; \ M = \frac{m_1 z_p L_m}{2L_2} \Psi_2 i_{1q} = \frac{m_1 z_p}{2r_2'} \Psi_2^2 \omega_2,$$
(2.159)

где $L_2 = L'_{2\sigma} + L_m$ – полная индуктивность обмотки ротора.

Таким образом, продольная проекция является полным эквивалентом тока возбуждения машины постоянного тока, а поперечная проекция эквивалентом тока якоря.

Второе равенство в уравнении электромагнитного момента (2.159) является уравнением механической характеристики

где: $1 \ge \phi = \Psi_2 / \Psi_{2N} > 0$ – относительное значение потокосцепления ротора; $\mu = M / M_s$ – значение электромагнитного момента, отнесённое к величине но-

минального пускового момента $M_s = \frac{m_1 z_p}{2r'_2} \Psi_{2N}^2 \omega_{1N}$.

Уравнения механических характеристик (2.158) и (2.160) при номинальном магнитном потоке ротора ($\varphi = 1$) полностью идентичны и соответствуют линейной зависимости скорости от момента (см. рис. 2.64)

Основной трудностью при построении векторной системы управления является определение положения оси магнитного поля ротора в пространстве. Эта задача решается установкой датчиков Холла в зазоре машины или расчётом по известным уравнениям, в которых исходными данными являются мгновенные значения тока и напряжения статора, а также скорость вращения ротора. Для приводов низкого и среднего качества используется только расчётная методика, часто без использования тахогенератора, т.н. бездатчиковая система управления.

Если положение оси магнитного поля ротора тем или иным способом определено и определены проекции тока статора, то задача управления приводом заключается в обеспечении соответствия этих проекций заданным значениям, т.е. обычно это двухконтурная система с отрицательными обратными связями по величине ошибки. Контур управления продольной составляющей тока обеспечивает стабилизацию магнитного потока ротора, а контур управления поперечной составляющей – регулирование момента и скорости.

Второй способ векторного управления называется прямым управлением моментом. Этот способ, в отличие от предыдущего, не имеет аналогов в других типах приводов.



В основе прямого управления моментом лежит математическое представление этой величины через векторное произведение магнитных потоков статора и ротора



$$m = C\Psi_1 \cdot \Psi_2 \sin \vartheta$$

где $\Psi_1, \Psi_2, \vartheta$ – модули векторов и угол между ними.

Разделение единого магнитного поля машины на поля статора и ротора является своего рода условностью, но воздействие на какую-либо часть поля вызывает соответствующую реакцию другой. Причём эта реакция, в силу инерционности процесса формирования магнитного поля, всегда замедленная. Поэтому, если создать условия, при которых магнитное поле статора будет вращаться, то поле ротора будет следовать за ним с некоторым запаздыванием, выражающимся в смещении его оси на угол ϑ (рис. 2.65, *a*). Если при этом потокосцепление $\Psi_1 = \text{const}$, то модуль потокосцепления ротора также будет постоянной величиной $\Psi_2 = \text{const}$ и электромагнитный момент будет функцией угла запаздывания ϑ .

Поле статора формируется путём переключения его обмоток инвертором напряжения (*ИН* на рис. 2.65, δ), который в зависимости от восьми возможных состояний шести своих ключей может создать на интервалах между коммутациями семь выходных напряжений. Эти напряжения можно представить восемью пространственными векторами $\underline{u}^{(0)} \dots \underline{u}^{(7)}$, называемыми базовыми векторами и показанными на рис. 2.65, *а*. Если пренебречь величиной активного сопротивления обмотки статора, то приращение потокосцепления статора между соседними коммутациями инвертора можно представить как

$$\Delta \underline{\Psi}_1 = \underline{u}^{(k)} \cdot \Delta t ,$$

где $\underline{u}^{(k)}$ – один из восьми базовых векторов, Δt – длительность межкоммутационного интервала.

Зная положение оси магнитного поля статора можно воздействовать на него, выбирая ту или иную комбинацию состояний ключей инвертора, т.е. базовый вектор так, чтобы величина потокосцепления статора и электромагнитного



момента машины отклонялись от заданного значения не более, чем на величину допустимых ошибок. Например, для состояния векторов, показанного на рис. 2.65, *a*, выбор второго, третьего и четвёртого векторов приведёт к увеличению угла 9, а первого, пятого и шестого – к уменьшению угла и, соответственно к уменьшению момента двигателя. В то же время, первый и второй векторы создадут приращение $\Delta \Psi_1$, увеличивающее модуль потокосцепления статора, а четвёртый и пятый векторы вызовут его уменьшение.

На рис. 2.65, б показана структурная схема системы прямого управления моментом. Она содержит два релейных регулятора момента (PM) и потокосцепления (PII), на вход которых подаются сигналы разности между заданными значениями момента и потокосцепления $(m^*, |\Psi_1^*|)$ и их текущими значениями $(m, |\Psi_1|)$. Выходные сигналы регуляторов момента и потокосцепления в зависимости от величины ошибок либо сохраняют своё состояние (1, 0, -1), либо изменяют его и тогда инвертор изменяет свое состояние в соответствии с текущим положением вектора и таблицей, называемой селектором векторов напряжения (CBH). В этой таблице хранятся нужные комбинации состояний ключей инвертора для каждого из шести секторов $d_1 \dots d_6$, в которых может находиться вектор потокосцепления. Таким образом, электромагнитный момент и потокосцепление статора поддерживаются в пределах допустимых отклонений от заданных значений, задаваемых величинами гистерезиса регуляторов.

Механическая характеристика асинхронного двигателя в системе прямого управления моментом на рис. 2.65, *б* абсолютно мягкая, поэтому для нормальной работы привода необходима обратная связь по скорости вращения или по положению рабочего органа.

2.3.6.4. Преобразователи частоты асинхронного привода

Современный электропривод переменного тока немыслим без полупроводниковых преобразователей частоты. Они серийно выпускаются на мощности от единиц ватт до сотен мегаватт и обеспечивают практически все потребности регулируемых приводов.

По принципу работы преобразователи частоты делятся на два типа: с одинарным и с двойным преобразованием энергии. К первому типу относятся т.н. непосредственные преобразователи частоты, представляющие собой широтноимпульсные преобразователи переменного тока. Они формируют выходное напряжение в виде последовательности импульсов в виде частей синусоид входного многофазного напряжения. Достоинством этих преобразователей является высокий КПД и возможность обмена энергией с питающей сетью. Однако небольшой диапазон регулирования и широкий спектр гармоник выходного напряжения ограничивают использование этих преобразователей привода большой мощности.

В подавляющем большинстве современных преобразователей частоты электрическая энергия преобразуется дважды. Сначала переменное напряжение и ток сети выпрямляются, а затем с помощью инвертора преобразуются в пере-



менный ток или напряжение регулируемой частоты и амплитуды. По признаку наличия в цепи преобразования электрической энергии постоянного тока эти преобразователи называются преобразователями со звеном постоянного тока.

В простейших случаях регулирование выходной амплитуды напряжения или тока (U_1^*, I_1^*) осуществляется управляемым выпрямителем (*УВ* на рис. 2.66, *а* и б), а формирование выходных параметров заданной частоты f_1^* – автономным инвертором напряжения или тока (*ИН*, *ИТ* на рис. 2.66, *а* и б).



В более совершенных преобразователях используется принцип широтноимпульсной модуляции. Сетевое напряжение выпрямляется неуправляемым выпрямителем (В на рис. 2.66, в), а формирование выходного напряжения заданной амплитуды и частоты осуществляется инвертором, работающим в ре-

жиме широтно-импульсного регулятора.

В системах привода с такими преобразователями часто используются сигналы и обратные связи по напряжению и току статора двигателя, а также сигнал скорости вращения. Это позволяет реализовать не только частотное управление с *IR* или *IZ*-компенсацией, но также любой тип векторного управления двигателем.

Основным недостатком большинства преобразователей частоты со звеном постоянного тока является невозможность возврата энергии в питающую сеть, что очень важно для приводов средней и большой мощности, т.к. при генераторном торможении энергию приходится рассеивать на специальных тормозных резисторах в звене постоянного тока.

Эта проблема решается использованием в качестве выпрямителя инвертора, ведомого сетью. В режиме потребления энергии машиной он работает как обычный выпрямитель, а при переходе в генераторный режим переводится в режим инвертирования постоянного напряжения и отдаёт энергию в сеть.

2.3.6.5 Современные преобразователи для электропривода широкого применения

В настоящее время большинство технологических задач решается на основе комплектных асинхронных электроприводов с частотным управлением. Сегодня все ведущие отечественные и зарубежные фирмы, работающие в области силовой электроники выпускают изделия, предназначенные для управления вентиляторами, насосами, подъемно-транспортным оборудованием, приводами промышленных роботов и т.д. Существует выраженная тенденция перехода к



автоматизированному электроприводу в тех областях, где раньше использовались простейшие релейно-контакторные системы. Это позволяет существенно расширить функциональные возможности оборудования, уменьшить энергопотребление.

Диапазон мощностей существующих серийных преобразователей частоты (ПЧ) составляет от 0,3 кВт до 10000 кВт. Они обеспечивают плавное регулирование скорости вращения с сохранением перегрузочной способности в диапа-



зоне 1:20 и более. Могут работать в разомкнутых И замкнутых систеуправления. мах Позволяют φopмировать режимы разгона и торможения. Имеют целый ряд встроенных систем защиты преобразователя и двигателя.

Силовая часть большинства ПЧ построена на основе инверторов с ШИМ. Техническим стандартом являются два возможных режима работы – управление с заданной функциональной связью U/f и векторное управление. Для поддержания постоянства потокосцепления при управлении по закону U/f в ПЧ используется *IR*-компенсация и коррекция напряжения на входе инвертора.

Режим с заданной U/f-характеристикой используют для одиночных и многодвигательных приводов малой и средней мощности с вентиляторной нагрузкой. Жесткость статических характеристик примерно соответствует естественной. Диапазон регулирования обычно составляет 10:1 без применения датчика скорости. Если требуется повышение жесткости и расширение диапазона регулирования, то применяют различные аналоговые или цифровые (импульсные) датчики. Для этого в ПЧ имеются соответствующие управляющие входы и выходы.

Режим векторного управления в основном используют для приводов с тяжелыми условиями работы (вентиляторы большой мощности, экструдеры, подъемно-транспортное оборудование). Диапазон регулирования без датчика скорости здесь также составляет около 10:1, но векторное управление обеспечивает лучшую динамику привода за счет внутреннего отдельного канала управления моментом. В изделиях ряда фирм в режиме векторного управления возможен выбор типа нагрузки, т.е. работа с постоянным располагаемым моментом, с переменным моментом, в режиме энергосбережения.

Вся внутренняя обработка информации в ПЧ обеспечивается микропроцессором. В высококачественных устройствах для повышения быстродействия ис-



пользуется параллельная обработка несколькими процессорами. Преобразователи частоты имеют карты расширения функций, позволяющие управлять приводом с помощью ПК, через *Internet*, создавать сложные взаимосвязанные системы приводов с обменом информацией между ними.

Типичная комплектация ПЧ показана на рисунке 2.67. Она включает собственно преобразователь (1.2); диалоговый терминал (1.3), который может устанавливаться на преобразователе или отдельно на крышке шкафа, а также на удалении в несколько метров, соединяясь с преобразователем телефонным кабелем; комплект *Power Suite* для миникомпьютера (1.4); программное обеспечение *Power Suite* для ПК (1.5); различные карты расширения (5). Набор карт расширения позволяет индивидуализировать применение ПЧ. Это могут быть: карты входов-выходов, позволяющие увеличить их число и адаптировать к имеющемуся оборудованию; коммуникационные карты, позволяющие организовать обмен информацией процессора ПЧ с внешними устройствами, имеющими другие шины и протоколы; а также прикладные карты, в основном предназначенные для раздельного управления приводами в многодвигательном приводе.

Основная схема подключения ПЧ показана на рисунке 2.68. Преобразователь может питаться как от трехфазной, так и от однофазной сети. Для мощных ПЧ допускается подключение только к трехфазной сети. В обоих случаях присоединение осуществляется через быстродействующий автоматический выключатель и контакты $L_1...L_3$. Время-токовая характеристика выключателя должна быть класса B, т.е. с максимальным быстродействием. Некоторые изготовители рекомендуют также последовательно с выключателем устанавливать быстродействующие плавкие вставки.

В приводах ответственных механизмов с редкими включениями после автоматического выключателя устанавливают контактор с цепью управления, питающейся от одной из фаз сети.

Для ограничения токов на сетевом входе ПЧ устанавливают сетевые дроссели (СД). Мощные преобразователи (>10-15 кВт) имеют встроенные СД. Для остальных СД поставляются в качестве дополнительного оборудования в случае необходимости. Двигатель подключается к контактам U, V, W непосредственно или через контактор. Контактор используют в основном в ответственных приводах с частыми включениями. Кроме того, если кабель подключения двигателя более 50 м, то для ограничения du/dt и снижения уровня помех между преобразовате-



Рис. 2.68

лем и двигателем устанавливают выходные дроссели или LC фильтр.

Если в ПЧ не предусмотрен режим инвертирования во входном выпрямителе, то для рассеяния энергии при торможении используют внешний тормозной резистор, мощность которого определяют по длительности тормозного режима, времени цикла и моменту, действующему на валу. Тормозные резисторы являются дополнительным оборудованием и обычно производятся фирмами изготовителями ПЧ. Некоторые ПЧ допускают для машин малой мощности режим торможения с моментом до 30% от номинального без подключения тормозного резистора.

Информационные контакты подключения функционально делятся на четыре группы: дискретные входы; дискретные выходы; аналоговые входы и аналоговый выход.

Дискретные или логические входы (LI1...LI4 - Logic Input) используют для дискретного управления ПЧ. Функции входов назначаются пользователем при настройке. Для повышения помехозащищенности в них используются логические сигналы высокого уровня («0» – < 5B, «1» – > 11 В и напряжение питания 24 В).

Дискретными выходами являются контакты реле *R*1, срабатывающего при всех аварийных режимах преобразователя, и реле *R*2, функция которого назначается пользователем. Чаще всего эти контакты используют для управления входным или выходным контактором преобразователя.



FOCYTIAPCTBEH

Два аналоговых входа служат для управления выходной частотой преобразователя сигналами задания или обратной связи. Вход *AI*1 (*Analog Input*) потенциальный с входным сопротивлением 30 кОм и уровнем сигнала 0-10 В. Вход *AI*2 токовый с входным сопротивлением 100 Ом и уровнем сигнала 1-20 мА. При управлении по этим входам ошибка составляет величину порядка $\pm 1\%$, а нелинейность $\pm 0,5\%$ от максимальной выходной частоты.

Токовый аналоговый выход AO1 (Analog Output) используют для обмена информацией между ПЧ и внешней системой управления. Функция его назначается пользователем. В простейшем случае к этому выходу можно подключить гальванометр и измерять выходную частоту преобразователя. Выходной ток от 0 до 20 мА, максимальное сопротивление нагрузки 500 Ом. Линейность выходной характеристики составляет величину порядка $\pm 0,1$ мА, а точность $\pm 0,2$ мА.

Для обмена цифровой информацией с внешними устройствами (микропроцессорами, ПК и т.п.) в ПЧ обычно используют последовательный интерфейс *RS* 485 с протоколом *Modbus*.

Преобразователи частоты подключаются к промышленной сети частотой 50 Гц и напряжением 220/380 В. При этом они формируют на выходе напряжение частотой от 0,1 Гц до 500 Гц и максимальным значением равным амплитуде напряжения сети.

Нагрузкой ПЧ может быть любой двигатель мощностью меньше или равной мощности преобразователя. Обычно в справочных данных указывается не мощность, а выходной ток преобразователя. Соответственно и фазный ток двигателя в статическом режиме не должен превышать этого значения.



обеспечивают Они диапазон регулирования скорости вращения в пределах 10:1 при управлении заданной частотной ПО U/f -характеристике и до 100:1 при векторном управлении. Статическая погрешность регулирования составляет около ±1% без датчика скорости; ±0,1% в системе с аналоговым датчиком и $\pm 0,02\%$ с импульсным датчиком.

В ПЧ предусмотрена

возможность выбора частоты коммутации из ряда дискретных значений от 0,5 до 20 кГц. При низких частотах коммутации, составляющих примерно треть диапазона, преобразователь может развивать полную выходную мощность. При



высоких частотах возрастают коммутационные потери в транзисторах и в этом случае требуется увеличение мощности преобразователя на один типоразмер, кроме эксплуатации в повторно-кратковременном режиме, когда можно производить выбор преобразователя по обычным критериям.

При разработке приводов с ПЧ необходимо учитывать изменение теплового режима двигателя. Разработчики преобразователей приводят рекомендуемые граничные механические характеристики вида рис. 2.69. Двигатели с естественной вентиляцией в длительном режиме должны работать с уменьшением момента нагрузки по мере снижения частоты. Примерно до половины номинальной частоты это снижение составляет около 5%, а далее увеличивается до 50%. Двигатели с принудительной вентиляцией могут работать в длительном режиме в заштрихованной области, если при этом ток статора не превышает допустимого выходного тока преобразователя. При этом возможны кратковременные перегрузки по моменту на 20-70% в течение 60 с и на 40-100% в течение 2 с.

Если двигатель по условиям механической прочности допускает работу при повышенных скоростях вращения, то в ПЧ это легко реализуется при постоянной располагаемой мощности, т.е. со снижением момента обратно пропорционально частоте вращения (рис. 2.69).



В любом приводе существует проблема переходных режимов, когда требуется обеспечить определенное ускорение по условиям работы механизма или двигателя. В приводах с ПЧ дополнительно нужно учитывать существующие ограничения по выходному току и рассеиваемой мощности при торможении. Обычно они составляют 150% от

номинального тока. Преобразователь имеет встроенную защиту, ограничивающую этот ток или отключающую нагрузку. Рациональным выбором кривых разгона и торможения можно полностью исключить режимы выхода на предельные значения тока. Для этого пользователю предоставляется возможность независимого выбора этих кривых как по характеру (линейная, *S*-образная, *U*-образная) так и по времени (t_1, t_2) в пределах от 0,05 до 1000 сек с разрешением 0,1 сек (рис.2.70).

Аналоговые входы ПЧ позволяют организовать непрерывное управление АД с заданным ограничением диапазона. Для этого в ПЧ в диалоговом режиме можно выбрать верхнюю (GV) и нижнюю (PV) границу диапазона (рис. 2.71), а также, если требуется, сформировать на регулировочной характеристике зону нечувствительности или режим ограничения.



Пользователю предоставляется также возможность создания на регулировочной характеристике от одного до трех «окон» шириной 5 Гц (рис. 2.71), с помощью которых можно исключить частоты, вызывающие механический резонанс в приводе. Это особенно важно для приводов центробежных насосов и



вентиляторов, в которых явление резонанса возникает особенно часто.

Дополнительные возможности в управлении приводом предоставляют четыре логических входа ПЧ. С ИХ помощью можно управлять направлением вращения, торможением, остановкой, переключением ДО четырех предварительно вы-

бранных скоростей вращения, формируя при этом сложные нагрузочные диаграммы (рис. 2.72).

Преобразователи частоты легко включаются в замкнутые или разомкнутые системы управления с ручным заданием, т.к. в них имеется встроенный ПИ регулятор с настраиваемыми коэффициентами и апериодический фильтр первого порядка.

Особую группу функций в каждом преобразователе частоты составляют разного рода защиты. К ним относятся защита от поражения электрическим то-ком, защита преобразователя и защита двигателя.

Для защиты оператора от электрического поражения предусмотрена гальваническая развязка силовой цепи и цепей управления с сопротивлением изоляции не менее 500 Мом и электрической прочностью изоляции 2830 В постоянного тока между корпусом и силовыми цепями и 2000 В переменного тока между цепями



Рис. 2.72



управления и силовыми цепями. В цепях управления ПЧ используются только сигналы с безопасным для человека уровнем напряжения.

Полупроводниковые приборы ПЧ крайне чувствительны к различным перегрузкам. Поэтому преобразователь обязательно имеет несколько видов защиты от аварийных режимов. Это, прежде всего, защиты от коротких замыканий между выходными фазами, между выходными фазами и корпусом преобразователя, а также от замыканий внутренних источников питания. Эти защиты имеют очень высокое быстродействие, исключающее выход полупроводниковых приборов за пределы областей безопасной работы. Кроме этого в ПЧ имеется защита от перепадов напряжения сети и от обрыва фазы сетевого напряжения. Последний вид защиты предусмотрен в преобразователях предназначенных для работы только в трехфазных сетях. Помимо описанных быстродействующих защит преобразователь обязательно имеет тепловую защиту, обычно использующую в качестве датчика терморезистор. Она контролирует его тепловой режим с учетом не только преобразуемой мощности, но и условий теплооотвода.



Во всех ПЧ предусмотрена тепловая защита двигателя. Она производится посредством непрерывного контроля величины $I^2 t$ с учетом скорости вращения и имеет время-токовые характеристики, показанные на рис. 2.73. Тепловую защиту АД можно также организовать с помощью дополнительной карты и терморезистора, установленного в двигателе. Помимо тепловой защиты обычно предусматривается быстродействующая защита от обрыва фа-ЗЫ.

Аварийный сигнал любого вида защиты вызывает отключение двигателя и срабатывание реле *R*1, контакты которого выведены во внешние цепи преобразователя и могут использоваться для коммутации цепей системы управления приводом. Кроме того, в ПЧ можно активизировать функцию повторного запуска. В этом случае система управления преобразователя после устранения неисправности производит серию попыток повторного запуска двигателя с 30-ти секундными интервалами. Если после шести попыток запуск не осуществился, то преобразователь блокируется до отключения и повторного включения питания.

2.3.7. Механические характеристики синхронных двигателей.

Основным свойством синхронного двигателя является вращение со строго постоянной скоростью, определяемой числом пар полюсов магнитного поля



двигателя и частотой питающей сети. Механическая характеристика синхронного двигателя в пределах от холостого хода до выхода из синхронизма представляет собой отрезок прямой линии $\omega = \omega_0 = \text{const.}$

Явнополюсный двигатель с электромагнитным возбуждением можно рассматривать как общую модель синхронных двигателей, по отношению к которой другие типы машин являются частными случаями.

Возбуждённый ротор создаёт в двигателе магнитный поток Φ_0 , который, замыкаясь по сердечнику статора, сцепляется с его обмоткой и при вращении ротора наводит в ней ЭДС E_0 .

При подключении обмотки статора к сети в двигателе возникает магнитное поле, в статическом режиме вращающееся синхронно с ротором, но смещённое по отношению к нему на некоторый угол, определяемый параметрами двигателя и нагрузкой. Это поле называется полем реакции якоря, и оно также наводит в обмотке статора ЭДС E_a . Магнитный поток реакции якоря можно представить пространственным вектором Φ_a и разложить на составляющие, одна из которых направлена вдоль оси магнитного потока ротора Φ_{ad} и называется продольной составляющей, а вторая – поперёк оси Φ_{aq} и называется, соответственно, поперечной составляющей.

Кроме поля реакции обмотка статора возбуждает магнитное поле рассеяния Φ_{σ} , которое сцепляется только с её витками и не участвует в электромеханических процессах.. Это поле также наводит в статоре ЭДС E_{σ} , называемую ЭДС рассеяния.

Учитывая ЭДС, наводимые магнитными потоками, сцепляющимися с обмоткой, можно составить уравнение Кирхгофа для одной из фаз в виде

$$\underline{U} = \underline{I}r - \underline{E}_{0} - \underline{E}_{a} - \underline{E}_{\sigma} =$$

$$= \underline{I}r + j\omega_{1}\underline{\Psi}_{0} + j\omega_{1}\underline{\Psi}_{a} + j\omega_{1}\underline{\Psi}_{\sigma} =$$

$$= Ir + j\omega_{1}w'\Phi_{0} + j\omega_{1}w'\Phi_{a} + j\omega_{1}w'\Phi_{\sigma}$$
(2.161)

 $= \underline{I}r + J\omega_1 w \underline{\Phi}_0 + J\omega_1 w \underline{\Phi}_a + J\omega_1 w \underline{\Phi}_{\sigma}$ где: $\Psi_0 = w' \Phi_0, \Psi_a = w' \Phi_a, \Psi_{\sigma} = w' \Phi_{\sigma}$ – потокосцепления обмотки статора, представленные через эффективное число её витков w'.

Если пренебречь потерями в обмотке и потокосцеплением рассеяния, то уравнение (2.161) примет вид

$$\underline{U} \approx j\omega_1 w' (\underline{\Phi}_0 + \underline{\Phi}_a) = j\omega_1 w' \underline{\Phi}_\delta.$$

Отсюда следует, что при постоянной частоте сети ($\omega_1 = \text{const}$) –

$$\Phi_{\delta} \approx c U$$
,

т.е. магнитный поток в воздушном зазоре двигателя Φ_{δ} при постоянном напряжении питания практически постоянен. Но этот поток является суммой потоков, возбуждаемых ротором и статором. Поток ротора пропорционален току возбуждения обмотки полюсов, а поток статора – реактивной составляющей тока, потребляемого статором из питающей сети, или току намагничивания. Поэтому эти две величины связаны между собой обратной пропорцией. Увели-

ИТТИСКИ И ИНИВЕРСИТЕТ

чение тока возбуждения приводит к уменьшению тока намагничивания и, наоборот, к его возрастанию при снижении степени возбуждённости ротора. При этом можно создать режим, при котором реактивный ток статора станет нулевым, и двигатель будет работать с коэффициентом мощности $\cos \varphi = 1$. Дальнейшее увеличение возбуждённости ротора приведёт к тому, что реактивный ток статора станет ёмкостным. В этом случае синхронный двигатель будет источником реактивной мощности для других потребителей, питающихся от той же сети. Способность синхронных двигателей с электромагнитным возбуждением работать с $\cos \varphi$ близким к единице и даже компенсировать потребление реактивной мощности другими двигателями является отличительным качеством, способствующим их широкому применению.

Пользуясь разложением потока реакции якоря на продольную и поперечную составляющие, ЭДС реакции также можно представить суммой

$$\underline{E}_a = \underline{E}_{ad} + \underline{E}_{aq}, \qquad (2.162)$$

где E_{ad} и E_{aq} – ЭДС, наводимые в обмотке статора продольной и поперечной



Рис. 2.74

составляющими потока $\underline{\Phi}_a$.

Ток статора также можно разложить на продольную и поперечную составляющие

$$I_d = I\sin\psi, \ I_q = I\cos\psi, \qquad (2.163)$$

где ψ – угол между вектором тока и ЭДС – E_0 .

В ненасыщенной машине между токами и потокосцеплениями существует линейная связь. Поэтому

Статические характеристики электродвигателей и приводов

$$\Psi_{ad} = L_{ad}I_d, \ \Psi_{aq} = L_{aq}I_q, \ \Psi_{\sigma} = L_{\sigma}I$$
(2.164)

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ

где: L_{ad} , L_{aq} , L_{σ} – индуктивности статора по продольной и поперечной осям и индуктивность рассеяния. Отсюда

$$\underline{\underline{E}}_{ad} = -j\omega_{1}\underline{\Psi}_{ad} = -j\omega_{1}L_{ad}\underline{I}_{d} = -jx_{ad}\underline{I}_{d};$$

$$\underline{\underline{E}}_{aq} = -j\omega_{1}\underline{\Psi}_{aq} = -j\omega_{1}L_{aq}\underline{I}_{q} = -jx_{aq}\underline{I}_{q};$$

$$\underline{\underline{E}}_{\sigma} = -j\omega_{1}\underline{\Psi}_{\sigma} = -j\omega_{1}L_{\sigma}\underline{I} = -jx_{\sigma}\underline{I}.$$
(2.165)

Коэффициентами пропорциональности между токами и ЭДС в этих выражениях являются индуктивные сопротивления продольной и поперечной реакции якоря: $x_{ad} = \omega_1 L_{ad}$ и $x_{aq} = \omega_1 L_{aq}$, соответствующие магнитным проводимостям для потока реакции якоря в этих направлениях, а также индуктивное сопротивление рассеяния $x_{\sigma} = \omega_1 L_{\sigma}$.

Подставляя выражения (2.165) в (2.161) получим

$$\underline{U} = \underline{I}r + j\underline{I}_d x_{ad} + j\underline{I}_q x_{aq} + j\underline{I} x_{\sigma} - \underline{E}_0. \qquad (2.166)$$

Представим вектор тока суммой векторов продольной и поперечной составляющих $\underline{I} = \underline{I}_d + \underline{I}_q$. Тогда ЭДС рассеяния будет равна: $\underline{E}_{\sigma} = -jx_{\sigma}\underline{I} = -j\underline{I}_dx_{\sigma} - j\underline{I}_qx_{\sigma}$ и уравнение (2.166) преобразуется к виду:

$$\underline{U} = \underline{I}r + j\underline{I}_d x_{ad} + j\underline{I}_q x_{aq} + j\underline{I}_d x_\sigma + j\underline{I}_q x_\sigma - \underline{E}_0.$$
(2.167)

Группировкой слагаемых уравнение (2.166) можно упростить

$$\underline{U} = \underline{I}r + j\underline{I}_d x_d + j\underline{I}_q x_q - \underline{E}_0.$$
(2.168)

где: $x_d = x_{ad} + x_{\sigma}$ и $x_q = x_{aq} + x_{\sigma}$ – синхронные индуктивные сопротивления по продольной и поперечной осям двигателя.

Векторные диаграммы, соответствующие уравнениям (2.167) и (2.168) представлены на рис. 2.74, *а* и б. Пользуясь векторной диаграммой рис. 2.74, б, найдём составляющие тока. Для этого представим проекции вектора напряжения на оси *d* и *q* суммой проекций всех образующих его векторов напряжений.

$$U\cos\vartheta = E_0 + I_d x_d + Ir\cos\psi;$$

$$U\sin\vartheta = I_a x_a - Ir\sin\psi$$

С учётом (2.163) эти уравнения примут вид

$$U\cos\vartheta - E_0 = I_d x_d + I_q r;$$

$$U\sin\vartheta = I_q x_q - I_d r$$
(2.169)

Отсюда составляющие тока

$$I_{d} = \frac{U}{r^{2} + x_{d}x_{q}} \left(x_{q} \cos \vartheta - x_{q} \varepsilon - r \sin \vartheta \right) = \frac{U}{z_{dq}^{2}} \left(x_{q} \cos \vartheta - x_{q} \varepsilon - r \sin \vartheta \right);$$

$$I_{q} = \frac{U}{r^{2} + x_{d}x_{q}} \left(r \cos \vartheta - r \varepsilon + x_{d} \sin \vartheta \right) = \frac{U}{z_{dq}^{2}} \left(r \cos \vartheta - r \varepsilon + x_{d} \sin \vartheta \right)$$
(2.170)



где $\varepsilon = E_0 / U$ – степень возбуждённости ротора, а $z_{dq} = \sqrt{r^2 + x_d x_q}$ – некоторая величина, имеющая структуру и размерность полного сопротивления и обретающая физический смысл при условии $x_d = x_q = x$.

По значениям составляющих полный ток определяется как

$$I = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} =$$

$$= \frac{U}{z_{dq}^2} \sqrt{\frac{2\varepsilon \left[r(x_d - x_q)\sin \vartheta - (r^2 + x_q^2)\cos \vartheta\right] - \left[(x_q^2 - x_d^2)\sin^2 \vartheta + r(x_q - x_d)\sin 2\vartheta - (r^2 + x_q^2)\right] + \varepsilon^2 (r^2 + x_q^2)}$$
(2.171)

Активная мощность, потребляемая *m*-фазным двигателем из сети, определяется как $P = mUI \cos \varphi$. Из рис. 2.74 видно, что $\varphi = \vartheta + \psi$. Подставляя это значение и преобразовав косинус суммы, с учётом выражений (2.163) получим

 $P = mUI\cos\varphi = mUI\cos(\vartheta + \psi) = mUI\cos\psi\cos\vartheta - mUI\sin\psi\sin\vartheta =$

$$= mUI_a \cos \vartheta - mUI_d \sin \vartheta$$

После подстановки в это выражение составляющих тока из (2.170) и преобразований найдём

$$P = \frac{mU^2}{z_{dq}^2} \left[\varepsilon \left(x_q \sin \vartheta - r \cos \vartheta \right) + \frac{1}{2} \left(x_d - x_q \right) \sin 2\vartheta + r \right]$$
(2.172)

Отсюда можно найти электромагнитную мощность, которая без учёта потерь в стали равна потребляемой активной мощности за вычетом потерь в обмотке статора $P_{_{\Im M}} = P - mI^2 r$. Подставляя сюда активную мощность из (2.172) и разделив результат на синхронную частоту вращения $\omega_0 = \omega_1 / z_p$, где z_p – число пар полюсов магнитного поля, получим выражение для электромагнитного момента синхронного двигателя в виде:

$$M = \frac{mz_{p}U^{2}}{\omega_{1}} \cdot \frac{\varepsilon}{z_{dq}^{4}} \begin{bmatrix} \left(x_{d}x_{q}^{2} - r^{2}x_{q} + 2r^{2}x_{d}\right)\sin 9 + \\ +r\left(2x_{q}^{2} + r^{2} - x_{d}x_{q}\right)\cos 9 - \\ -\varepsilon r\left(r^{2} + x_{q}^{2}\right) \end{bmatrix} + \\ + \frac{mz_{p}U^{2}}{2\omega_{1}} \cdot \frac{x_{d} - x_{q}}{z_{dq}^{4}} \begin{bmatrix} \left(x_{d}x_{q} - r^{2}\right)\sin 29 + \\ +r\left(x_{d} + x_{q}\right)\cos 29 - \\ -r\left(x_{d} - x_{q}\right) \end{bmatrix} = M_{\varepsilon} + M_{dq}$$
(2.173)

Первое слагаемое в этом выражении при постоянных параметрах машины и питания зависит только от степени возбуждённости є и угла нагрузки 9. Оно является основным моментом возбуждённого двигателя. Второе слагаемое яв-



ляется реактивным моментом и кроме угла нагрузки зависит от разности индуктивных сопротивлений по продольной и поперечной оси.

Если сопротивление обмотки статора не учитывать, то, полагая в (2.173) r = 0, получим хорошо известное из теории синхронных машин выражение электромагнитного момента

$$M = \frac{mz_{p}UE_{0}}{\omega_{1}x_{d}} \cdot \sin \vartheta + \frac{mz_{p}U^{2}}{2\omega_{1}} \cdot \frac{x_{d} - x_{q}}{x_{d}x_{q}} \sin 2\vartheta = M_{\varepsilon 0} + M_{dq0}.$$
 (2.174)



Оно справедливо ДЛЯ средней машин И большой мощности, в сопротивлекоторых ние статора пренебрежимо мало, но ЛЛЯ микродвигателей допущение $r \approx 0$ приводит к значительным погрешностям, причём к тем большим, чем меньше мощность двигателя. Угловые характеристики, соответствующие уравнению (2.174),показаны на рис. 2.75.

2.3.8. Вентильные двигатели

2.3.8.1. Устройство и принцип действия

Недостатки коллекторного двигателя постоянного тока, связанные со щёточно-коллекторным узлом устраняются в вентильном двигателе, называемым



также бесконтактным двигателем постоянного тока. Он представляет собой комплекс синхронного двигателя (СД), автономного инвертора напряжения (АИН), датчика положения ротора (ДПР) и системы управления (СУ) (рис. 2.76). Часто при управлении двигателем ис-

пользуется также информация о частоте вращения, величине тока и напряжения в обмотках, получаемая с помощью соответствующих датчиков.



Синхронные микродвигатели, используемые в качестве вентильных, обычно имеют двух или трехфазную обмотку статора и возбуждаются постоянными магнитами.

Необходимым элементом вентильного двигателя является датчик положения ротора. Основной датчика могут быть магнито- и фотодиоды, фоторезисторы, датчики Холла, оптические пары (источник-приёмник) с различными типами модуляторов светового потока, индукционные датчики. В высококачественных приводах в качестве датчиков используются сельсины и вращающиеся трансформаторы. В простейших случаях информацию о положении ротора получают путём измерения ЭДС обмотки.



Рис. 2.77

Инверторы, используемые в вентильных двигателях, строятся обычно по мостовой схеме. Они состоят из трёх пар соединённых последовательно ключей, называемых полумостами $(S_1, S_2; S_3, S_4; S_5, S_6)$ рис. 2.77). Ключи полумостов инвертора могут работать только в противофазе. В некоторых особых алгоритмах используются также состояния одновременного включения всех чётных или нечётных ключей инвертора, но в дальнейшем эти состояния рассматриваться не будут. Питание инвертора осуществляется от источника постоянного тока (U_d) . В современных инверторах в качестве ключей используются биполярные транзисторы с изолированным затвором (*IGBT – isolated gate bipolar transistor*) (рис. 2.77, δ). По своим свойствам они приближаются к идеальным ключевым элементам, поэтому при общем анализе работы вентильного двигателя можно считать, что коммутация цепей обмоток происходит мгновенно и сопротивление ключей в открытом состоянии равно нулю, а в закрытом – бесконечности.

Положение оси магнитного поля статора двигателя однозначно определяется состоянием ключей инвертора. На рис. 2.78, *а-в*, показаны схемы соединения обмоток и соответствующие им пространственные векторные диаграммы при различных комбинациях состояний ключей. Здесь и далее трёхзначными цифрами обозначены номера замкнутых ключей. Например, комбинация 145 означает, что в инверторе на рис. 2.77 в замкнутом состоянии находятся ключи с номерами 1, 4 и 5, а в разомкнутом, соответственно, 2, 3 и 6. При такой комбинации обмотки двигателя соединённые звездой образуют смешанное параллельно-последовательное соединение. В обмотках фаз *a* и *c* ток протекает в по-



ложительном направлении от начала к концу, а в обмотке b – в отрицательном, от конца к началу. Причём, напряжение на обмотке фазы b и ток в ней будет вдвое больше, чем в обмотках двух других фаз, соединённых параллельно. Если с учётом направлений и величины построить векторы МДС обмоток^{*}, то суммарный вектор МДС <u> $F_{(145)}$ </u> – вектор МДС статора, будет втрое больше МДС обмоток, соединённых параллельно, и располагаться будет на оси обмотки b в отрицательном направлении (рис. 7.4, a). Комбинация ключей 146 (рис. 2.78, b) сместит вектор МДС статора в положение, соответствующее положительному направлению оси обмотки фазы a, а комбинация 136 (рис. 2.78, b) создаст смещение ещё на 60°. Таким образом, шести возможным комбинациям состояний ключей инвертора соответствуют шесть положений оси магнитного поля двигателя в пространстве.

В установившемся режиме при любой комбинации состояний ключей зависимость между вращающим моментом и углом между осями магнитных полей статора и ротора синхронного двигателя ϑ описывается синусной функцией $M = M_{\text{max}} \sin(\vartheta - n\pi/3),$

где угол 9 в электрически радианах отсчитывается от оси обмотки фазы а, а



^{*} на рис. 2.78 нижними индексами векторов МДС показаны номера замкнутых ключей



n = 0, 1, 2...5 – порядковый номер, соответствующий одной из комбинаций. При изменении состояния инвертора положение магнитного поля статора и угловая характеристика вращающего момента смещаются на угол кратный величине $\pi/3$ (рис. 2.78, *г*). Значит, если окружность воздушного зазора разбить на шесть секторов с границами, соответствующими углам $\vartheta_n = \pi/6 + n\pi/3$ и $\vartheta_{(n+1)} = \pi/6 + (n+1)\pi/3$, и для каждого сектора определить комбинацию ключей, обеспечивающую смещение поля статора на угол $n\pi/3$ (см. верхние ряды чисел на рис. 2.78, *г*), то угловая характеристика вращающего момента двигателя будет состоять из сегментов синусоид так, как это показано на первой диаграмме рис. 2.78, *г*, утолщённой линией.

Вращающий момент двигателя в пределах сектора меняет своё значение от $M_{\rm max}$ до $\sqrt{3}M_{\rm max}/2 = 0,866 M_{\rm max}$. Среднее значение момента равно

$$\overline{M} = M_{\max} \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \cos \vartheta d\vartheta = 0,955M_{\max}$$

Чтобы получить рассмотренную выше характеристику вращающего момента нужно организовать автоматическое изменение состояния инвертора в зависимости от углового положения ротора. Для этого служит датчик положения с сектором в 180° эл. Если предположить, что состояния сигналов на выходе датчика изменяются на границах сектора, то логические функции S_a , S_b и S_c , соответствующие этим сигналам, будут такими, как показано рис. 2.78, *г*. Их можно непосредственно использовать в качестве коммутационных функций одноимённых полумостов инвертора, полагая, что единичное состояние функции соответствует замыканию нечётного ключа.

Тогда при вращении ротора инвертор будет формировать линейные напряжения u_{ab} , u_{bc} и u_{ca} , основные гармоники которых u_{ab1} , u_{bc1} и u_{ca1} образуют симметричную трёхфазную систему питания с частотой равной частоте вращения. В результате основная гармоника магнитного поля статора будет вращаться синхронно с ротором и положение её полюсов по отношению к полюсам



магнитного поля ротора будет определяться положением осей чувствительных элементов датчика.

Таким образом, инвертор в сочетании с датчиком положения реализует функцию преобразователя частоты, управляемого положением ротора, т.е. функцию, которая в двигателях постоянного тока реализуется коллектором и щетками. Обмотки статора являются функциональным аналогом секций обмотки якоря, а ключи инвертора – пластин коллектора и щёток. Бесконтактные микромощные двигатели с постоянными магнитами, внутри которых кон-



структивно объединены инвертор, датчик положения и система управления, в настоящее время изготавливаются крупными сериями множеством фирм и широко применяются в вычислительной технике и различных системах автоматики. В них устранены многие недостатки коллекторных двигателей постоянного тока, однако массогабаритные показатели и стоимость таких двигателей несколько выше. Постепенно с развитием силовой электроники мощности бесконтактных двигателей с интегрированным инвертором, видимо, будут возрастать, и области применения расширяться.

Существенное влияние на характеристики вентильного двигателя оказывает рассогласование осей датчика и двигателя. Из нижней диаграммы рис. 2.78, *г*, видно, что при смещении моментов коммутации инвертора на угол δ возрастают пульсации и уменьшается среднее значение вращающего момента. Действительно, эти величины равны

$$\frac{\Delta M}{M_{\text{max}}} = 1 - \cos(\pi/6 + \delta); \quad \frac{\overline{M}}{M_{\text{max}}} = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6 + \delta}^{\pi/6 + \delta} \cos \theta d\theta = \frac{3}{\pi} \cos \delta. \quad (2.175)$$

С увеличением δ пульсации монотонно растут, а средний момент уменьшается и при $\delta = \pi/2$ становится равным нулю. Причём, если средний момент при малых углах рассогласования уменьшается незначительно, то пульсации момента растут быстро (рис. 2.79), что неблагоприятно сказывается на работе двигателя, т.к. при малых моментах инерции нагрузки нарушается плавность вращения. В двигателе постоянного тока эти пульсации также существуют, но они значи-



Рис. 2.80

тельно меньше, т.к. обмотка якоря может иметь несколько десятков секций и соответствующее число пластин коллектора.

Рассогласование осей является эквивалентом смещения щёток с геометрической нейтрали двигателя постоянного тока. Оно может использоваться как дополнительный способ управления вентильными двигателями, например, путём введения временной задержки импульсов датчика положения.

Импульсный характер выходного напряжения инвертора при малом числе коммутаций за период создаёт не только пульсации момента и

скорости вращения, но и тока. Из рис. 2.80, а, видно, что пульсации тока соиз-



меримы с его амплитудой, и кривая тока содержит широкий спектр высших гармоник, существенно ухудшающих энергетические показатели двигателя.

Снизить пульсации тока, момента и скорости вращения можно только за счёт увеличения числа коммутаций инвертора в пределах одного оборота ротора. При сохранении описанного выше способа управления вентильным двигателем такое увеличение возможно только за счёт увеличения числа обмоток на статоре и соответствующего увеличения ключей инвертора. Этот путь невозможен для малогабаритных двигателей и нерационален, даже если размеры позволяют поместить на статоре обмотку с бо́льшим числом фаз. Очевидно, что



повышенные требования к характеристикам движения ротора предъявляются в приводах высокого качества. Здесь можно отказаться от импульсного датчика положения и вместо него использовать какой-либо аналоговый преобразователь угловых перемещений, например, вращающийся трансформатор или сельсин. Такой преобразователь формирует на выходе несколько непрерывных сигналов переменного тока, огибающие которых являются двух или трёхфазными системами синусных функций от угла поворота ротора. Выделив эти огибающие, можно использовать их как сигналы управления для системы широтноимпульсной модуляции инвертора (рис. 2.80, б). В этом случае частота коммутации инвертора может быть повышена до

нескольких кГц, и тогда ток, вращающий момент и частота вращения становятся практическими гладкими функциями.

2.3.8.2. Характеристики двигателя

Рассмотрим установившийся режим работы вентильного двигателя. Двигатели малой мощности выполняются, как правило, с возбуждением от постоянных магнитов и без демпферных обмоток на роторе. Допустим, что ротор двигателя симметричен. Тогда $x_{1d} = x_{1q} = x_a$; $x_1 = x_a + x_{1\sigma}$ и для первых гармоник фазных величин можно записать уравнение Кирхгофа в виде:

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1(r_1 + jx_1) - \underline{E}_0 = \underline{I}_1 \underline{Z}_1 - \underline{E}_0$$
(2.176)

Изображение этого уравнения в векторной форме представлено на рис. 7.7. Электромагнитную мощность двигателя и вращающий момент можно представить выражениями:

$$P_{_{\mathcal{P}M}} = m_1 E_0 I_1 \cos \psi = m_1 E_0 I_{1q}; M = P_{_{\mathcal{P}M}} / \Omega,$$
(2.177)



где *m*₁ – число фаз обмотки статора.

Для определения поперечной составляющей тока статора I_{1q} воспользуемся очевидными геометрическими соотношениями векторной диаграммы на рис. 2.81

$$\sin \beta = r_1 / Z_1; \cos \beta = x_1 / Z_1;$$

$$\angle bce = \alpha + \beta = \angle 0cf = \pi / 2 - \psi \implies \alpha = \pi / 2 - \psi - \beta;$$

$$\sin \alpha = \cos(\psi + \beta) = \cos \psi \cdot \cos \beta - \sin \psi \cdot \sin \beta = \frac{x_1}{Z_1} \cos \psi - \frac{r_1}{Z_1} \sin \psi; \quad (2.178)$$

$$\cos \alpha = \sin(\psi + \beta) = \cos \psi \cdot \sin \beta + \sin \psi \cdot \cos \beta = \frac{r_1}{Z_1} \cos \psi + \frac{x_1}{Z_1} \sin \psi.$$

$$\text{Далее с учётом (6.13)}$$

$$ab = U_1 \sin \vartheta = I_1 Z_1 \sin \alpha = I_1 (x_1 \cos \psi - r_1 \sin \psi) = I_{1q} x_1 - I_{1d} r_1;$$

$$bc = \underline{U_1 \cos \vartheta - E_0} = I_1 Z_1 \cos \alpha = I_1 (r_1 \cos \psi + r_1 \sin \psi) = \underline{I_{1q} r_1 + I_{1d} r_1}.$$

Используя выделенные подчёркиванием равенства, получим выражение для тока

$$I_{1q} = \frac{U_1 r_1 \cos \vartheta + U_1 r_1 \sin \vartheta - E_0 r_1}{r_1^2 + x_1^2}.$$
 (2.179)

Особенностью уравнения (2.176) является то, что оно описывает электрическую цепь с переменной частотой, соответствующей частоте вращения ротора. Поэтому величины E_0 и x_1 будут функциями частоты вращения Ω . Действующее значение ЭДС, наводимой в обмотке статора магнитным потоком ротора Φ_0 , определяется выражением

$$E_0 = 4,44w_1k_{oo1}f_1\Phi_{0m} = c\Phi_{0m}\Omega; \ c = z_p w_1k_{oo1}/\sqrt{2}$$

где z_p , w_1 и k_{oo1} – число пар полюсов магнитного поля, число витков и обмоточный коэффициент статора.

Индуктивное сопротивление обмотки статора равно

$$x_{1} = 2\pi f_{1}L_{1} = z_{p}\Omega L_{1} = \tau r_{1}\Omega; \quad \tau = z_{p}L_{1}/r_{1}, \quad (2.180)$$

где $L_1 = L_a + L_{1\sigma}$ – индуктивность обмотки, включающая индуктивность потока реакции якоря L_a и индуктивность потока рассеяния $L_{1\sigma}$, а τ – полная электромагнитная постоянная времени обмотки статора, учитывающая её полюсность.

Подставляя выражения (2.179)-(2.180) в уравнение вращающего момента (2.177), после преобразований получим

$$M = \frac{m_1 c \Phi_{0m}}{r_1 \left[1 + (\tau \Omega)^2\right]} \left[U_1(\cos \vartheta + \tau \Omega \sin \vartheta) - c \Phi_{0m} \Omega \right].$$

В этом уравнении угол 9 – это угол между осями полюсов магнитных полей статора и ротора. Его величина определяется положением осей чувствительных элементов датчика положения по отношению к осям фазных обмоток.


Если пренебречь индуктивностью обмотки статора и предположить, что $\vartheta = \pi/2$, то вращающий момент будет линейной функцией

$$M = -\frac{m_1 (c\Phi_{0m})^2}{r_1} \Omega,$$

соответствующей двигателю постоянного тока в режиме динамического торможения, т.е. вентильный двигатель при этом условии не будет создавать положительного вращающего момента. Этот вывод уже был получен ранее при анализе угловой характеристики момента [см. выражение (2.175)].

Для получения максимально возможного вращающего момента необходимо согласовать положение осей, т.е. выполнить условие $\vartheta = 0$. Тогда при условии, что магнитный поток двигателя не зависит от частоты вращения, уравнение момента будет иметь вид:

$$M = \frac{m_{1}c\Phi_{0m}(U_{1} - c\Phi_{0m}\Omega)}{r_{1}\left[1 + (\tau\Omega)^{2}\right]}.$$
 (2.181)

Выражение (2.182) можно преобразовать к более удобному виду функции схожей с механической характеристикой

$$\Omega = \frac{U_1}{c\Phi_{0m}} - \frac{r_1 \left[1 + (\tau\Omega)^2\right]}{m_1 (c\Phi_{0m})^2} M.$$
(2.182)

Из выражения (2.181) при $\Omega = 0$ и выражения (2.182) при M = 0 можно получить значения пускового момента M_s и скорости холостого хода Ω_0 вентильного двигателя

$$M_{s} = \frac{m_{1}c\Phi_{0m}U_{1}}{r_{1}} = m_{1}c\Phi_{0m}I_{s}; \ \Omega_{0} = \frac{U_{1}}{c\Phi_{0m}}.$$

Эти выражения полностью идентичны выражениям для двигателя постоянного тока и не зависят от постоянной времени т.

Уравнение механической характеристики (2.182) отличается от механической характеристики двигателя постоянного тока только тем, что в нём жёсткость является функцией частоты вращения $h = \frac{m_1 (c \Phi_{0m})^2}{r_1 [1 + (\tau \Omega)^2]}$. Причём степень

этой зависимости определяется постоянной времени τ . При нулевой индуктивности обмотки статора ($\tau = 0$) жёсткость становится постоянной величиной, а механическая характеристика линейной функцией.

Из уравнения (2.182) следует, что регулирование частоты вращения вентильного двигателя возможно теми же способами, что и коллекторного двигателя постоянного тока, т.е. изменением напряжения питания U_1 , изменением потока возбуждения Φ_0 и включением добавочного сопротивления r_z в цепи обмоток статора $r_{1\Sigma} = r_1 + r_z$. Кроме того, здесь, как упоминалось выше, возможно регулирование момента и скорости смещением коммутационных функций за счёт введения временной задержки. Так как микродвигатели имеют магнито-



электрическое возбуждение и управление магнитным потоком индуктора в них затруднительно, а реостатное управление обладает крайне низкими энергетическими и регулировочными характеристиками, то управление вентильным двигателем чаще всего реализуют путём регулирования напряжения статора U_1 . Это легко осуществляется с помощью широтно-импульсной модуляции коммутационных функций инвертора (рис. 2.82, *г*). Если скважность импульсов модуляции обозначить как $\gamma = t/T_c$, то среднее значение напряжения статора будет линейной функцией от γ

$$\overline{U}_{1} = \frac{1}{T_{c}} \int_{0}^{T_{c}} U_{1} dt = \frac{1}{T_{c}} \left(\int_{0}^{t} U_{1} dt + \int_{t}^{T_{c}} U_{1} dt \right) = \frac{t}{T_{c}} U_{1} + 0 = \gamma U_{1}.$$

Для анализа характеристик вентильного двигателя перейдём в уравнении (2.182) к относительным единицам, приняв за базовые значения скорость холостого хода $\Omega_{0N} = U_{1N}/(c\Phi_{0m})$ и пусковой момент $M_{sN} = m_1 c\Phi_{0m} U_{1N}/r_1$ при но-минальном напряжении питания. Разделив обе части уравнения (2.182) на базовый момент, получим

$$\frac{M}{M_{sN}} = \mu = \frac{U_1 - c\Phi_{0m}\Omega}{U_{1N}\left(1 + \tau^2\Omega^2\right)} = \frac{\gamma - c\Phi_{0m}\Omega/U_{1N}}{1 + \tau^2\Omega^2} = \frac{\gamma - \nu}{1 + \tau^2\Omega^2}, \quad (2.183)$$

где $v = \Omega / \Omega_{0N}$ – относительная частота вращения ротора.

Для окончательного перехода к относительным единицам умножим и разделим второе слагаемое знаменателя на Ω_{0N}^2 . Тогда –

$$\mu = \frac{\gamma - \nu}{1 + \xi^2 \nu^2} \xrightarrow{\xi \to 0} \gamma - \nu, \qquad (2.184)$$

где $\xi = \tau \Omega_{0N} = \text{const.}$ Уравнение (2.183) можно также представить в виде:

$$v = \frac{\sqrt{1 + 4\mu\xi^2(\gamma - \mu) - 1}}{2\mu\xi^2} \xrightarrow{\xi \to 0} \gamma - \mu. \qquad (2.185)$$

Из уравнения (2.184) следует, что при пуске (v = 0) $\mu_s = \gamma$, а из уравнения (2.185), что скорость холостого хода ($\mu = 0$) определяется как – $v_0 = \lim_{\mu \to 0} v(\mu) = \gamma$. Таким образом, при изменении напряжения питания статора вентильного двигателя ($\gamma = var$) точки холостого хода и короткого замыкания механической характеристики смещаются аналогично двигателю постоянного тока при якорном управлении. Однако сама характеристика, в отличие от ДПТ, существенно нелинейна (рис. 2.82, *a* и *б*). Нелинейность характеристики определяется величиной ξ , т.е. электромагнитной постоянной времени якоря $T_1 = L_1/r_1$. По мере снижения напряжения ($\gamma \rightarrow 0$) нелинейность механической характеристики в режиме двигателя уменьшается, но в режимах генератора и противовключения остаётся практически неизменной. Отличительной особенностью механической характеристики является резкое уменьшение жёсткости в этих режимах. В целом механические характеристики вентильного двигателя



сходны с механическими характеристиками двигателя постоянного тока смешанного возбуждения.

Механическая характеристика коллекторных двигателей постоянного тока, строго говоря, тоже нелинейна, но нелинейность выражена настолько слабо,



что ею просто пренебрегают. Это связано с тем, что электромагнитная постоянная времени обмотки якоря коллекторного двигателя значительно меньше, чем вентильного. Что, в свою очередь, объясняется малыми геометрическими размерами магнитопровода ротора и малым числом витков его обмотки ($L \sim w^2$) по сравнению с размерами и числом витков обмотки, расположенной на статоре.

Полагая в уравнении (2.185) $\mu = \text{const}$, получим регулировочные характеристики вентильного двигателя (рис. 2.82, *в*). При всех $\mu \neq 0$ они нелинейны и степень нелинейности, так же как у механических характеристик, зависит от постоянной времени τ .



3. Переходные режимы в электроприводах

Переходным или динамическим режимом электропривода называется процесс перехода из одного установившегося состояния в другое. В электроприводе в основном рассматриваются переходные режимы при пуске, реверсе, торможении и изменении нагрузки на валу.

Изучение переходных режимов необходимо для правильной оценки нагрузки на все элементы привода и выбора типа и мощности двигателя.

В переходных режимах одновременно и взаимосвязано протекают механические, электромагнитные и тепловые процессы. Тепловые процессы являются самыми медленными и при анализе переходных режимов обычно не учитываются. В то же время механические и электромагнитные процессы часто обладают соизмеримой длительностью, поэтому их рассматривают совместно и объединяют понятием электромеханический переходный процесс.

Любой переходный процесс связан с изменением количества потенциальной и кинетической энергии в системе. Электромагнитные процессы в электрических машинах связаны с изменением энергии магнитных полей. В некоторых случаях эта энергия незначительна по сравнению с энергией механической части привода, и влиянием изменения её запаса на переходные режимы можно пренебречь. В этом случае переходный режим будет определяться только механическими процессами, связанными с изменением кинетической энергии движущихся масс электропривода.

Из материала раздела 2 можно сделать вывод о том, что большинство электрических машин обладает линейной механической характеристикой в целом или на рабочем участке. Это позволяет выявить основные закономерности электромеханических переходных процессов в приводе, т.к. в этом случае можно получить аналитическое решение уравнения движения.

Скорость холостого хода механической характеристики двигателя постоянного тока определяется напряжением на якоре и величиной магнитного потока, а асинхронного двигателя – частотой источника питания. С помощью изменения напряжения на якоре, магнитного потока и частоты осуществляется регулирование скорости вращения большинства приводов. Таким образом, скорость холостого хода является параметром, определяемым управляющим воздействием на систему электропривода.

Рассмотренные в разделе 1.3 свойства системы с упругими связями позволяют ограничиться при анализе электромеханических процессов системами с жёсткими связями, т.к. именно они определяют переходные процессы в среднем.

3.1. Переходные процессы при постоянной скорости холостого хода

3.1.1. Механические переходные процессы

Предположим, что электромагнитные переходные процессы протекают быстро и не оказывают существенного влияния на переходные режимы привода. Тогда динамика системы будет описываться одним уравнением движения

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt} \tag{3.1}$$

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ УІ

Полагая далее, что механическая характеристика двигателя линейная, можно записать её уравнение

$$\omega = \omega_0 - \frac{R}{c^2} M \tag{3.2}$$

где $\omega_0 = U_a/c = \upsilon U_{aN}/c$ – скорость холостого хода при напряжении на якоре $U_a = \upsilon U_{aN}$; υ – относительное значение напряжения; $c = E/\omega_0 = M/I_a$ – константа, соответствующая номинальному потокосцеплению якоря; $R = \rho r_a$ – полное сопротивление цепи якоря; $1 \le \rho < \infty$ относительное сопротивление цепи якоря.

Уравнения (3.1) и (3.2) можно представить в относительных единицах в виде:

$$\mu - \mu_c = T_m \frac{d\nu}{dt}; \qquad (3.3)$$

$$v = v - \rho \mu, \qquad (3.4)$$

где μ, μ_c – относительные значения электромагнитного момента двигателя и нагрузки, для которых базовой величиной является пусковой момент естественной механической характеристики $M_{sN} = c^2 \omega_{0n} / r_a$; $\nu = \omega / \omega_{0N}$ – относительная скорость вращения, для которой базовой величиной является скорость идеального холостого хода естественной механической характеристики $\omega_{0n} = U_{aN} / c$; $T_m = J \frac{r_a}{c^2} = J \frac{\omega_{0N}}{M_{sN}}$ – электромеханическая постоянная времени,

соответствующая приведённому моменту инерции на валу двигателя J.

Из уравнения (3.1) в конечных приращениях следует

$$\Delta M = J \frac{\Delta \omega}{\Delta t} \Longrightarrow \Delta t = J \frac{\Delta \omega}{\Delta M} = J \frac{\omega_{0N} - 0}{M_{NN} - 0} = J \frac{\omega_{0N}}{M_{NN}} = T_m$$

т.е. электромеханическая постоянная времени это время, в течение которого привод, обладающий моментом инерции *J*, разгоняется без нагрузки из неподвижного состояния до скорости идеального холостого хода.

Подставляя значение момента двигателя из (3.4) в (3.3), получим уравнение для скорости вращения в переходном процессе

$$\rho T_m \frac{d\nu}{dt} + \nu = \upsilon - \rho \mu_c = \nu_c, \qquad (3.5)$$



а подставляя значение скорости – уравнение для электромагнитного момента:

$$\rho T_m \frac{d\mu}{dt} + \mu = \mu_c , \qquad (3.6)$$

где $v_c = v - \rho \mu_c$ – относительная скорость вращения в статическом режиме.

Так как электромагнитный момент и ток якоря связаны линейной зависимостью $M = cI_a$, то уравнение для тока якоря будет иметь вид уравнения (3.6)

$$\rho T_m \frac{d\iota}{dt} + \iota = \iota_c, \qquad (3.7)$$

где 1, l_c – текущее и установившееся значения тока якоря, для которых базовой величиной является пусковой ток естественной скоростной характеристики $I_{sN} = U_{aN}/r_a$.

В уравнениях (3.5)-(3.7) напряжение о является управляющим воздействием, а момент нагрузки μ_c – возмущающим.

Характеристическое уравнения для скорости, момента и тока имеет вид:

$$\rho T_m p + 1 = 0,$$
 (3.7)

а его корень $p = -\frac{1}{\rho T_m}$. Отсюда выражение для скорости в переходном режиме

$$\mathbf{v} = A e^{-t/(\rho T_m)} + \mathbf{v}_c \,.$$

Скорость в начальном состоянии $v(0) = v_b = A + v_c$. Тогда $A = v_b - v_c$ и $v = (v_b - v_c)e^{-t/(\rho T_m)} + v_c$. (3.8)

Аналогичный вид будут иметь уравнения для момента и тока

$$\mu = (\mu_b - \mu_c)e^{-t/(\rho T_m)} + \mu_c; \qquad (3.9)$$

$$\iota = (\iota_b - \iota_c)e^{-t/(\rho T_m)} + \iota_c. \qquad (3.10)$$

На рис. 3.1, *а* и δ показаны кривые переходных процессов при скачкообразном изменении момента нагрузки $\mu_c(t)$

Заштрихованные площади на рис. 3.1, *а* соответствуют интервалам неустановившихся процессов, где динамический момент $\mu(t) - \mu_c(t) = \rho T_m d\nu/dt \neq 0$. При набросе нагрузки в момент времени $t = t_a$ возникает тормозной динамический момент, препятствующий разгону двигателя, а при сбросе нагрузки $(t = t_b)$ динамический момент разгоняет ротор, за счёт кинетической энергии, накопленной в маховых массах.

Включение в цепь якоря добавоч-



ного сопротивления увеличивает электромеханическую постоянную времени, снижая пульсации момента двигателя и скорости вращения при скачках нагрузки [см. кривые $\mu'(t)$ и $\nu'(t)$ на рис. 3.1]. Такой же эффект возникает при увеличении момента инерции маховых масс *J*, т.е. при установке маховика на валу двигателя.

Реакцию привода на скачки нагрузки можно изобразить на плоскости $\nu\mu$, построив ординаты точек переходных режимов $\mu(t)$ и $\nu(t)$ для одинаковых моментов времени. Годограф этих точек называется динамической механической характеристикой или фазовой траекторией (рис. 3.1, *в*). В данном случае он представляет собой участок *abc* статической механической характеристики. Переходный процесс начинается в точке *a*, и далее вдоль отрезка *ab*. В точке *b*, не достигнув статического режима *b'*, происходит сброс нагрузки и после этого рабочая точка движется по отрезку *bc*.

В случае нагрузки типа сухого и вязкого трения $M_c = M_{c0} + k\omega$ можно получить аналогичные зависимости. Уравнение движения в относительных единицах тогда имеет вид

$$\mu - \mu_{c0} = T_m \frac{d\nu}{dt} + k'\nu, \qquad (3.11)$$

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ УІ

где $k' = kr_a/c^2$. После подстановки в него электромагнитного момента двигателя, мы получим

$$\rho T_m \frac{d\nu}{dt} + (k'\rho + 1)\nu = \upsilon - \rho \mu_{c0}. \qquad (3.12)$$

Корень характеристического уравнения равен $p = -\frac{k'\rho + 1}{\rho T_m} = -\frac{1}{T'_m}$, а устано-

вившееся значение скорости $v_c = \frac{v - \rho \mu_{c0}}{k' \rho + 1}$. Отсюда решение уравнения (3.12)

$$\mathbf{v} = (\mathbf{v}_b - \mathbf{v}_c)e^{-t/T'_m} + \mathbf{v}_c.$$
(3.13)

Оно имеет такой же вид, как выражение (3.8). Отличие заключается только в величине электромеханической постоянной времени $T'_m < \rho T_m$ и установившейся скорости. Значит, переходные процессы с приводе с такой нагрузкой будут протекать быстрее, но по характеру будут аналогичны процессам в приводе с постоянной нагрузкой.

Уравнения (3.8)-(3.10) позволяют также исследовать динамику привода при реостатном пуске. Начальные и конечные значения токов на всех ступенях реостата одинаковы – ι_2 и ι_1 . Тогда из выражения (3.10) можно найти длительность *k*-го межкоммутационного интервала

$$\iota_1 = (\iota_2 - \iota_c)e^{-t_k/(\rho_k T_m)} + \iota_c \Longrightarrow t_k = -\rho_k T_m \ln \frac{\iota_1 - \iota_c}{\iota_2 - \iota_c}.$$



Так как $T_m = \text{const}$ и $\ln \frac{\mathfrak{l}_1 - \mathfrak{l}_c}{\mathfrak{l}_2 - \mathfrak{l}_c} = \text{const}$, то эти длительности пропорциональны относительным значениям сопротивлений ступеней реостата ρ_k .



Рис.3.2

Временные диаграммы тока и скорости при пуске двигателя постоянного тока независимого возбуждения показаны на рис. 3.2, *б*. Переключения ступеней обычно производится с помощью реле тока, реле времени или центробежных реле.

3.1.2. Время пуска и торможения электропривода

Уравнение движения привода позволяет оценить длительность переходных режимов. Пуск и остановка любого электропривода являются неотъемлемыми элементами рабочего процесса. В некоторых технологических циклах они определяют условия выбора типа и мощности двигателя.

В большинстве приводов момент инерции, приведённый к валу двигателя, остаётся постоянным J = const. Тогда уравнение движения можно преобразовать

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

Отсюда интервал времени, в течение которого скорость вращения изменяется от ω_1 до ω_2

$$t_{tp} = J \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{d\omega}{M - M_c}.$$
 (3.14)

Во многих приводах пусковой момент двигателя ограничивается и поддерживается почти постоянным системой управления или свойствами самого двигателя, как, например, у синхронных гистерезисных или у асинхронных двигателей. Если при этом момент нагрузки также постоянный, то длительность пуска составляет

$$t_s = J \int_0^{\omega_c} \frac{d\omega}{k_s M_N - M_c} = \frac{J\omega_c}{k_s M_N - M_c}, \qquad (3.15)$$

где $k_s = M_s / M_N$ – кратность пускового момента $M_s \approx \text{const}$ по отношению к номинальному M_N ; ω_c – скорость вращения в статическом режиме при моменте нагрузки $M_c = \text{const}$.

Если разгон происходит на холостом ходу, то $M_c = 0$ и

$$t_{s0} = \frac{J\omega_0}{k_s M_N}.$$
(3.16)

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ УН

Умножим числитель и знаменатель в (3.16) на $\omega_0/2$. Тогда будет видно, что время пуска

$$t_{s0} = \frac{J\omega_0^2}{k_s P_N} \approx \frac{J\omega_0^2}{2} \cdot \frac{2}{k_s P_N}.$$
(3.17)

равно отношению кинетической энергии, которую нужно передать приводимому в движение механизму, к мощности двигателя в пусковом режиме, т.е. к мощности источника механической энергии.

Аналогичные выражения можно получить также для длительности торможения двигателем

$$t_b = J \int_{\omega_c}^{0} \frac{d\omega}{-k_s M_N - M_c} = \frac{J\omega_c}{k_s M_N + M_c}$$
(3.18)

и для режима торможения с отключённым двигателем

$$t_{bc} = \frac{J\omega_0}{M_c}.$$
(3.19)

Для двигателя с линейной механической характеристикой $M = (\omega_0 - \omega)h$, где h – жёсткость характеристики, динамический момент равен $M_d = Jd\omega/dt = M - M_c = \omega_0 h - M_c - h\omega = g - h\omega$, где $g = \omega_0 h - M_c$. Тогда длительность переходного процесса

$$t_{tp} = J \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{d\omega}{g - h\omega} = \frac{J}{h} \ln \frac{g - h\omega_1}{g - h\omega_2} = T_m \ln \frac{M_{d1}}{M_{d2}}.$$
 (3.20)

3.1.3. Электромеханические переходные процессы

Во многих случаях длительность электромагнитных процессов в приводе соизмерима с длительностью механических процессов. Тогда в уравнении механической характеристики двигателя нужно учесть инерционный характер электромагнитного момента. Уравнение Кирхгофа для цепи якоря с учётом индуктивности обмотки имеет вид

$$U_a = L_a \frac{di_a}{dt} + r_a i_a + E_{\omega}$$

Тогда с учётом соотношений, использованных при выводе уравнений (3.3) и (3.4), получим уравнение механической характеристики

$$\omega_0 = \frac{L_a}{c^2} \frac{dM}{dt} + \frac{r_a}{c^2} M + \omega \Leftrightarrow T_e \frac{d\mu}{dt} + \mu = \upsilon - \upsilon, \qquad (3.21)$$

где $T_e = L_a / r_a$ – электромагнитная постоянная времени цепи якоря.

Подставляя выражения для относительной скорости v и относительного момента µиз (3.21) в (3.3), получим уравнения для скорости и момента

$$T_e T_m \frac{d^2 \nu}{dt^2} + T_m \frac{d \nu}{dt} + \nu = \upsilon - \mu_c = \nu_c; \qquad (3.22)$$

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ

$$T_{e}T_{m}\frac{d^{2}\mu}{dt^{2}} + T_{m}\frac{d\mu}{dt} + \mu = \mu_{c}.$$
(3.23)

Характеристическое уравнение для скорости и момента имеет вид

$$T_e T_m p^2 + T_m p + 1 = 0, (3.24)$$

а его корни

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_e} \left(-1 \pm \sqrt{1 - 4T_e / T_m} \right).$$
(3.25)

Если $m = T_m / T_e > 4$, то корни вещественные отрицательные

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_e} \left(-1 \pm \sqrt{1 - 4T_e / T_m} \right) = -\alpha \pm \beta , \qquad (3.26)$$

где $\alpha = \frac{1}{2T_e}, \beta = \alpha \sqrt{1 - 4T_e/T_m}$.

В случае если $m = T_m / T_e < 4$, то корни комплексно-сопряжённые

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_e} \left(-1 \pm j \sqrt{4T_e / T_m - 1} \right) = -\alpha \pm j\gamma , \qquad (3.27)$$

где $\gamma = \alpha \sqrt{4T_e/T_m - 1}$.

Общее решение уравнения (3.22) при *m* < 4 имеет вид:

$$\mathbf{v}(t) = \mathbf{v}_c + e^{-\alpha t} \left(A \cos\beta t + B \sin\beta t \right), \tag{3.28}$$

где постоянные интегрирования А и В определяются из начальных условий

$$\mathbf{v}(0) = \mathbf{v}_b = \mathbf{v}_c + A; \left. \frac{d\mathbf{v}}{dt} \right|_{t=0} = -\alpha A + \beta B = \frac{\mu_b - \mu_c}{T_m}.$$
 (3.29)

Определив постоянные из (3.29) и подставив их в (3.28), получим решение в виде:

$$\mathbf{v}(t) = \mathbf{v}_c + e^{-\alpha t} \left[\Delta \mathbf{v} \cdot \cos\beta t + \left(\alpha \Delta \mathbf{v} + \frac{\Delta \mu}{T_m} \right) \frac{\sin\beta t}{\beta} \right], \qquad (3.30)$$

где $\Delta v = v_b - v_c$, $\Delta \mu = \mu_b - \mu_c$.

Решение уравнения (3.23) нужно искать в виде

 $\mu(t) = \mu_c + e^{-\alpha t} \left(C \cos\beta t + D \sin\beta t \right).$ (3.31)

Здесь также из начальных условий необходимо определить постоянные интегрирования *C* и *D*

$$\mu(0) = \mu_b = \mu_c + C; \left. \frac{d\mu}{dt} \right|_{t=0} = \frac{\upsilon - \upsilon_b - \mu_b}{T_e} = -\alpha C + \beta D.$$
(3.32)



$$\mu(t) = \mu_c + e^{-\alpha t} \left[\Delta \mu \cdot \cos\beta t + \left(\alpha \Delta \mu + \frac{\upsilon - \upsilon_b - \mu_b}{T_e} \right) \frac{\sin\beta t}{\beta} \right].$$
(3.33)

Для случая *m* > 4 общие решения уравнений (3.22) и (3.23) имеют вид:

$$\mathbf{v}(t) = \mathbf{v}_c + Ae^{p_1 t} + Be^{p_2 t}; \qquad (3.34)$$

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ У

$$\mu(t) = \mu_c + Ce^{p_1 t} + De^{p_2 t}.$$
(3.35)

Постоянные интегрирования А, В, С и D определяются из уравнений

$$\mathbf{v}(0) = \mathbf{v}_b = \mathbf{v}_c + A + B; \ \frac{d\mathbf{v}}{dt}\Big|_{t=0} = p_1 A + p_2 B = \frac{\mu_b - \mu_c}{T_m}.$$
 (3.36)

$$\mu(0) = \mu_b = \mu_c + C + D; \ \frac{d\mu}{dt}\Big|_{t=0} = \frac{\upsilon - \upsilon_b - \mu_b}{T_e} = p_1 C + p_2 D. \quad (3.37)$$



Определив постоянные, мы получим решения для скорости и момента

$$\mathbf{v}(t) = \mathbf{v}_{c} + \frac{e^{p_{1}t}}{p_{1} - p_{2}} \left(p_{2}\Delta\mathbf{v} + \frac{\Delta\mu}{T_{m}} \right) - \frac{e^{p_{2}t}}{p_{1} - p_{2}} \left(p_{1}\Delta\mathbf{v} + \frac{\Delta\mu}{T_{m}} \right),$$
(3.38)

$$\mu(t) = \mu_c + \frac{e^{p_1 t}}{p_1 - p_2} \left(p_2 \Delta \mu + \frac{\upsilon - \upsilon_b - \mu_b}{T_e} \right) - \frac{e^{p_2 t}}{p_1 - p_2} \left(p_1 \Delta \mu + \frac{\upsilon - \upsilon_b - \mu_b}{T_e} \right). \quad (3.39)$$



Кривые переходных процессов при набросе нагрузки от $\mu_b = 0,1$ до $\mu_c = 0,6$ при различных соотношениях постоянных времени *m* показаны на рис. 3.3. Из этих кривых видно, что при скачкообразном увеличении нагрузки скорость вращения падает. Это вызывает уменьшение ЭДС и, соответственно, рост тока якоря и электромагнитного момента двигателя. Однако из-за наличия индуктивности увеличение тока происходит замедленно, поэтому в кривой скорости возникает провал. Она падает ниже установившегося значения. При сбросе нагрузки наблюдается противоположная картина, когда скорость вращения в начале переходного процесса возрастет выше установившегося значения.

Таким образом, наличие индуктивности нарушает связь между угловой скоростью и моментом двигателя, определяемую статической механической характеристикой. Отклонение скорости отрицательно сказывается на работе многих приводов и на практике должно быть ограничено 5...10% от установившегося значения.

При колебательном переходном процессе помимо отклонения скорости существует также проблема перегрузки двигателя по току. Первый пик тока может превосходить значение, допустимое по условиям коммутации двигателя постоянного тока. Поэтому в цепь якоря необходимо вводить резистор, уменьшающий электромагнитную постоянную времени и за счёт этого снижающий колебательность переходного процесса и уменьшающий его продолжительность.

Полученные выше результаты исследования переходных процессов справедливы для приводов с двигателями постоянного тока независимого и параллельного возбуждения, а также для асинхронных приводов, если реакция на возмущающее воздействие с учётом перерегулирования не выходит за пределы рабочего участка статической механической характеристики.

3.2. Переходные процессы в асинхронном электроприводе

3.2.1. Механические переходные процессы

Электромагнитные переходные процессы в асинхронном двигателе обычно протекают значительно быстрее, чем механические, поэтому при исследовании переходных режимов в первом приближении ими можно пренебречь.

Пуск асинхронных короткозамкнутых двигателей малой и средней мощности осуществляется прямым включением в сеть (прямой пуск). Иногда для ограничения тока и момента напряжение питания понижают с помощью резисторов или реакторов, включаемых в цепь статора, или посредством тиристорного регулятора напряжения.

Двигатели с фазным ротором запускают с пусковым резистором в цепи ротора в одну или в несколько ступеней.

Если принять, что двигатель запускается на холостом ходу напрямую или в одну ступень, и представить механическую характеристику приближенной формулой Клосса



$$M = \frac{2M_m}{\frac{s_m}{s} + \frac{s}{s_m}},$$

то уравнение движения привода будет иметь вид:

$$\frac{2M_m}{\frac{s_m}{s} + \frac{s}{s_m}} = J \frac{d\omega}{dt}.$$
(3.40)

Перейдём к новой переменной с учётом того, что $\omega = \omega_0 (1-s) \quad \frac{d\omega}{dt} = -\omega_0 \frac{ds}{dt}$. Тогда уравнение (3.40) запишется как:

$$\frac{2M_m}{\frac{s_m}{s} + \frac{s}{s_m}} = -J\omega_0 \frac{ds}{dt}.$$
(3.41)

Разделяя переменные, получим

$$dt = -T_m \left(\frac{s_m}{s} + \frac{s}{s_m}\right) ds, \qquad (3.42)$$

где $T_m = J \frac{\omega_0}{M_m}$ – некоторая величина, имеющая структуру электромеханической

постоянной времени, и равная интервалу времени разгона привода с моментом инерции J из неподвижного состояния до скорости идеального холостого хода ω_0 с постоянным моментом, равным максимальному M_m .

Из (3.42) время переходного режима из состояния со скольжением s_b в состояние со скольжением s_e равно

$$t = \frac{T_m}{2} \int_{s_b}^{s_e} \left(\frac{s_m}{s} + \frac{s}{s_m} \right) ds .$$
(3.43)

При пуске $s_b = 1$

$$t_s = \frac{T_m}{2} \left(\frac{1 - s^2}{2s_m} + s_m \ln \frac{1}{s} \right) \xrightarrow{s \to 0} \infty .$$
 (3.44)

Это значение стремится к бесконечности, отражая то, что конечное скольжение в идеальном переходном процессе является асимптотой. Если же принять для окончания переходного процесса стандартное отклонение в 5% от установившегося значения, то длительность пуска будет равна

$$t_{s} = \frac{T_{m}}{2} \left(\frac{1 - 0.05^{2}}{2s_{m}} + s_{m} \ln \frac{1}{0.05} \right) \approx \frac{T_{m}}{2} \left(\frac{1}{2s_{m}} + s_{m} 3 \right) \Leftrightarrow \tau_{s} = \frac{1}{4s_{m}} + 1.5s_{m}, \quad (3.45)$$

где τ_s – длительность по отношению к электромеханической постоянной времени.

Функция $\tau_s(s_m)$ имеет минимум



$$\tau_{s\min} = 1,22|_{s_m=0,407}$$

Время пуска в (3.45) определено по отношению к условной электромеханической постоянной времени, в которой в качестве пускового принят опрокидывающий момент M_m . Однако из определения электромеханической постоянной времени можно найти такое значение момента M_{se} , при котором время пуска при прочих равных условиях будет таким же, как при расчёте по выражению (3.45), т.е.



Определённый

таким образом эффективный пусковой момент M_{se} означает замену реальной механической характеристики двигателя на механическую характеристику двигателя с постоянным моменравным эффек-TOM, тивному (рис. 3.4, a),

которая обеспечивает пуск привода на холостом ходу за такое же время (рис. 3.4, δ). Максимальным эффективным моментом при пуске по отношению к критическому моменту $M_{se}/M_m = 0.81$ обладают двигатели с критическим скольжением $s_m = 0.407$.

Торможение противовключением и реверсирование осуществляется переключением двух фаз статора (рис. 3.5, *a*). Характеристики, иллюстрирующие переход из двигательного режима в режим противовключения, показаны на рис. 3.5, *б*.

При нулевом сопротивлении тормозного резистора R_b рабочая точка *а* после переключения перемещается в положение *b*. Если при этом включается тормозной резистор, то состояние двигателя при переводе ключа *S* в новое положение соответствует точке *c*.

Из выражения (3.42) для времени переходного процесса с учётом того, что при торможении противовключением $s_b = 2$ и $s_e = 1$ можно получить выражение, аналогичное (3.45)



Функция $\tau_b(s_m)$ имеет минимум

$$\tau_{b\min} = 1,027 \Big|_{s_m = 1,47}.$$

Для режима торможения можно найти эффективное значение тормозного момента, аналогично тому, как это было сделано для режима пуска:

Рис.3.5

Для критического скольжения, соответствующего минимальному времени, $s_m = 1,47$ отношение эффективного тормозного момента к максимальному равно $M_{he}/M_m = 0,98$.

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ

 M_{ha}

Расчёт времени реверсирования можно выполнить в два этапа: на первом по выра-

жению (3.47) рассчитывается время торможения противовключением до нулевой скорости, а на втором время пуска по выражению (3.45).

Динамическое торможение выполняется отключением двигателя от сети и подключением к источнику постоянного тока, например, к выпрямителю как показано на рис. 3.6, *а*.



Характеристики, соответствующие режиму динамического торможения короткозамкнутого ротора и ротора со включёнными тормозными резисторами, показаны на рис. 3.6, б.

Учитывая то, что при динамическом торможении $s = \omega/\omega_0 \Rightarrow d\omega/dt = \omega_0 ds/dt$, из уравнения движения(3.40) получим время динамического

торможения от начального s_b до конечного s_b скольжения:

$$t_{d} = \frac{T_{m}}{2} \left(\frac{s^{2}}{2s_{md}} + s_{md} \ln s \right) \Big|_{s_{e}}^{s_{b}}, \qquad (3.49)$$



где s_{md} – критическое скольжение в режиме динамического торможения; $T_m = J\omega_0 / M_{md}$ – электромеханическая постоянная времени для критического момента в режиме динамического торможения M_{md}

Для торможения без нагрузки $s_b = 1$, а $s_e = 0,05$. Тогда время торможения

$$t_d \approx \frac{T_m}{2} \left(\frac{1}{2s_m} + s_m 3 \right) \Leftrightarrow \tau_d = \frac{1}{4s_m} + 1,5s_m, \qquad (3.50)$$

т.е. это время вычисляется по выражению аналогичному времени пуска. Значит и эффективный момент при



и эффективныи момент при динамическом торможении можно вычислять по формуле (3.46). Однако при вычислении времени и эффективного момента нужно учитывать, что максимальный момент и критическое скольжение здесь зависят от схемы подключения обмоток статора и величины постоянного тока в них (см. раздел 2.3.3.3).

Понятие эффективного момента можно использо-

вать для оценки длительностей переходных режимов, если момент нагрузки не зависит от скорости вращения $M_c = \text{const}$. В этом случае время определяется как

$$t_{tp} = J \frac{\omega_0}{\left| M_{se} \right| \pm \left| M_c \right|},\tag{3.51}$$

где знак выбирается в зависимости от переходного режима: плюс в режимах торможения, а минус при разгоне.

3.2.2. Электромеханические переходные процессы

Наличие магнитных полей в асинхронном двигателе нарушает однозначные связи между электромагнитным моментом и скоростью вращения, а также между током и скоростью, устанавливаемые статическими характеристиками. Статические характеристики определяются только параметрами машины и питающей сети, а динамические также параметрами нагрузки. Поэтому каждый двигатель при заданном напряжении сети обладает только одной статической и множеством динамических скоростных и механических характеристик, представляющих собой фазовые траектории переходных процессов.

Асинхронная машина является сложной системой электрических цепей с магнитными связями и параметрами, зависящими от скорости вращения. При

подключении к сети в этих цепях возникают переходные токи, сильно отличающиеся от установившихся значений. Следовательно, и вращающий момент также будет отличаться от своего установившегося значения.

На рис. 3.7 показаны статические скоростная и механическая характеристики $v(\iota_1)$ и $v(\mu)$, а также динамические характеристики или фазовые траектории прямого пуска асинхронного короткозамкнутого двигателя на холостом ходу $v(\iota_1, t)$ и $v(\mu, t)$.

На начальном этапе механический переходный процесс сопровождается возбуждением магнитных полей в машине. Нестабильность магнитных потоков приводит к тому, что изменения тока и вращающего момента носят колебательный характер. При этом их максимальные величины значительно превосходят пусковые значения, соответствующие статическому режиму и приводимые в справочных данных.

Режим возбуждения полей заканчивается приблизительно при достижении критического скольжения, после чего магнитные потоки стабилизуются на уровне статического режима и переходный процесс обретает монотонный характер.

Вблизи точки статического режима переходный процесс может снова стать колебательным (рис. 3.7), однако это зависит уже от соотношения электромагнитной и электромеханической постоянных времени, соответствующих статическому режиму.

Исследование электромеханических переходных процессов в асинхронном приводе является обязательным для правильного выбора двигателя при заданных ограничениях на условия работы исполнительного механизма, а также параметров сети и элементов системы управления, т.к. при пуске динамические усилия и токи могут в 4...6 раз превышать номинальные значения, а при реверсе – в 8...15 раз. При этом, как видно из рис. 3.7, момент валу может быть отрицательным.

3.3. Переходные процессы в синхронном приводе

Анализ переходных режимов приводов с синхронными двигателями представляет значительные трудности в связи с большой сложностью физических явлений, происходящих в двигателе. Поэтому мы ограничимся рассмотрением наиболее распространённого переходного режима, связанного с изменением нагрузки.

Упрощённо можно считать, что вращающий момент синхронного двигателя складывается из трёх составляющих: синхронного M_{ε} , реактивного M_{dq} и асинхронного M_{a} моментов

$$M_{sn} = M_{\varepsilon} + M_{dq} + M_{dq}$$

Синхронный момент двигателя пропорционален синусу угла нагрузки 9 $M_{\varepsilon} = M_{\varepsilon \max} \sin 9$

где $M_{\varepsilon \max} = \frac{m z_p U_1 E_0}{\omega_1 x_d}$ – максимальное значение момента *m*-фазного двигателя,

обладающего индуктивным сопротивлением по продольной оси x_d , соответствующее напряжению сети U_1 , частоте сети $\omega_1 = 2\pi f_1$ и ЭДС основного магнитного потока E_0 .

Реактивный момент явнополюсных машин равен

$$M_{dq} = M_{dq\max} \sin 2\vartheta$$

где $M_{dq\max} = \frac{mz_p U_1^2 (x_d - x_q)}{2\omega_1 x_d x_q}$ – максимальное значение момента двигателя, об-

ладающего индуктивным сопротивлением по поперечной оси x_q . У неявнополюсных машин $x_d \approx x_q$ и $M_{dq} = 0$.

При наличии скольжения ротора относительно магнитного поля в его пусковой или успокоительной обмотке наводятся токи, создающие тормозной асинхронный вращающий момент. Этот момент можно представить как

$$M_a = Cs$$

где *С* – некая константа, соответствующая жёсткости механической характеристики асинхронного момента.

Так как разность скоростей вращения ротора и поля статора представляет собой скорость изменения угла нагрузки 9, то

$$s = \frac{1}{z_p \omega_1} \frac{d\vartheta}{dt}.$$
 (3.52)

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ

Тогда асинхронный момент

$$M_a = \frac{C}{z_p \omega_1} \frac{d\vartheta}{dt} = D \frac{d\vartheta}{dt}.$$

Таким образом, суммарный вращающий момент синхронного двигателя равен

$$M_{sn} = M_{\varepsilon \max} \sin \vartheta + M_{dq \max} \sin 2\vartheta + D \frac{d\vartheta}{dt}.$$
 (3.53)

Основное уравнение движения привода

$$M_{sn} - M_c = J \frac{d\omega}{dt}$$

с учётом того, что

$$\omega = \omega_0 (1 - s) = z_p \omega_1 - \frac{d\Theta}{dt}$$
(3.54)

и
$$\frac{d\omega}{dt} = -\frac{d^2 \vartheta}{dt^2}$$
, имеет вид:
 $M_{\varepsilon \max} \sin \vartheta + M_{dq \max} \sin 2\vartheta + D \frac{d\vartheta}{dt} - M_c = -J \frac{d^2 \vartheta}{dt^2}.$ (3.55)

Пусть статический момент нагрузки имеет составляющие сухого и вязкого трения, т.е.

$$M_{c} = M_{t} + M_{v} = M_{t} + k\omega = M_{t} + kz_{p}\omega_{1} - k\frac{d\theta}{dt} = M_{c\infty} - k\frac{d\theta}{dt}, \qquad (3.56)$$

где $M_{c\infty} = M_t + k z_p \omega_1$ – установившееся значение статического момента при синхронной скорости вращения.

Подставляя (3.56) в (3.55), получим

$$J\frac{d^2\vartheta}{dt^2} + (D+k)\frac{d\vartheta}{dt} + M_{\varepsilon \max}\sin\vartheta + M_{dq\max}\sin2\vartheta = M_{c\infty}.$$
 (3.57)

Уравнение (3.57) нелинейно и его решение сопряжено со значительными трудностями. Задача несколько упрощается, если ограничится неявнополюсной машиной, тогда $M_{dq} = 0$ и

$$J\frac{d^2\vartheta}{dt^2} + (D+k)\frac{d\vartheta}{dt} + M_{\varepsilon\max}\sin\vartheta = M_{c\infty}.$$
 (3.58)

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ У

Уравнение (3.58) можно линеаризовать, если перейти к малым отклонениям угла $\Delta \vartheta$ от установившегося значения ϑ_{∞} , т.е. $\vartheta = \vartheta_{\infty} + \Delta \vartheta$. Тогда

$$\sin \vartheta = \sin(\vartheta_{\infty} + \Delta \vartheta) = \sin \vartheta_{\infty} \cos \Delta \vartheta + \cos \vartheta_{\infty} \sin \Delta \vartheta \approx$$

$$\approx \sin \vartheta_{\infty} + \Delta \vartheta \cos \vartheta_{\infty}$$

В установившемся режиме: $\Delta \vartheta = 0$, $\frac{d^2 \vartheta}{dt^2} = 0$, $\frac{d \vartheta}{dt}$ и $M_{\varepsilon \max} \sin \vartheta_{\infty} = M_{c\infty}$. С

учётом этого уравнение (3.58) принимает окончательный вид:

$$\frac{d^2\Delta\vartheta}{dt^2} + \frac{1}{T}\frac{d\Delta\vartheta}{dt} + \frac{S}{J}\Delta\vartheta = 0, \qquad (3.59)$$

где $S = M_{\varepsilon \max} \cos \vartheta_{\infty}$, T = J/(D+k).

Характеристическое уравнение

$$p^2 + \frac{D+k}{J}p + \frac{S}{J} = 0$$

имеет корни

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2T}\right)^2 - \frac{S}{J}}.$$

Обычно $\frac{S}{J} > \frac{1}{4T^2}$, поэтому корни уравнения комплексно-сопряжённые

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T} \pm j \sqrt{\frac{S}{J}} - \left(\frac{1}{2T}\right)^2 = -\delta \pm j\nu,$$

где $v = \sqrt{\frac{S}{J} - \left(\frac{1}{2T}\right)^2}$ частота колебаний ротора в переходном режиме. При отсутствии демпфирования, т.е. если асинхронный момент и момент вязкого тре-



ния равны нулю D + k = 0 и колебания будут незатухающими с собственной частотой $v_0 = \sqrt{\frac{S}{I}}$.



Приращение вращающего момента двигателя линейно связано с приращением угла, поэтому функция (3.60) соответствует также изменению момента.

На рис. 3.8 показаны временные диаграммы реакции двигателя на наброс и сброс нагрузки, а также соответствующие фазовые траектории.

Из полученных уравнений и рис. 3.8 следует, что переходные режимы в синхронном приводе практически всегда сопровождаются колебаниями ротора, что часто требует принятия особых мер для демпфирования этих колебаний.

3.4. Формирование переходных процессов

Выше были рассмотрены переходные режимы в приводе при скачкообразном изменении управляющих или возмущающих воздействий. Однако существует целый ряд механизмов, в которых необходимо обеспечить в переходных процессах заданные параметры движения и/или усилий. Наиболее часто встречаются задачи обеспечения максимального быстродействия, либо минимума потерь, либо ограничения динамических нагрузок, возникающих в элементах кинематических цепей механизмов, приводимых в движение. Например, приводы с двигателями постоянного тока требуют по условиям коммутации ограничения тока якоря до 2...2,5-кратного номинального значения, а по условиям



механической прочности якоря и коммутации также ограничения скорости вращения.

В большинстве случаев переходные процессы нужно формировать таким образом, чтобы ограничивались угловое ускорение $\varepsilon = d\omega/dt$ и вторая производная угловой скорости $\zeta = d^2\omega/dt^2$ (рывок) или первая производная момента двигателя $dM/dt = Jd^2\omega/dt^2$.

Самым простым методом формирования переходных процессов является линейное изменение управляющего воздействия, которое вызывает линейное изменение скорости холостого хода двигателя. В более сложных случаях используется нелинейное управление скоростью, ускорением или перемещением.

3.4.1. Переходные процессы при линейном изменении управляющего воздействия.

Управляющим воздействием в приводах постоянного и переменного тока обычно являются параметры источника питания, определяющие скорость холостого хода двигателя. Это напряжение питания якоря или выходная частота преобразователя. Поэтому линейный закон изменения этих величин эквивалентен линейному изменению скорости холостого хода

$$\omega_0(t) = \varepsilon_0 t$$
,

где ε_0 – заданное угловое ускорение.

Если значение є достаточно мало́, то электромагнитными процессами в приводе можно пренебречь и рассматривать в переходных режимах только механические процессы.

Предположим также, что при заданном угловом ускорении рабочая точка не выходит за пределы линейного или линеаризованного участка механической характеристики. Тогда эта характеристика будет иметь вид

$$\omega = \omega_0(t) - M / h = \varepsilon_0 t - M / h; \qquad (3.62)$$

$$M = (\varepsilon_0 t - \omega)h, \qquad (3.63)$$

где $h = M_{sN} / \omega_{0N}$ – жёсткость механической характеристики, определённая через пусковой момент M_{sN} и скорость холостого хода ω_{0N} естественной характеристики.

3.4.1.1. Пуск привода вхолостую

При пуске вхолостую уравнение движения имеет вид

$$M = J \frac{d\omega}{dt}.$$
 (3.64)

Подставив в (3.64) момент двигателя из (3.63) и производную скорости, получим уравнения

$$T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = \varepsilon_0 t , \qquad (3.65)$$

$$T_m \frac{dM}{dt} + M = \varepsilon_0 J, \qquad (3.66)$$



где $T_m = J/h$ – электромеханическая постоянная времени.



Корни характеристических уравнений скорости и момента одинаковые и равны $p = -1/T_m$.

Переходный процесс пуска в общем случае разделяется на три этапа (рис. 3.9). На первом этапе с нулевыми начальными условиями решения уравнений (3.65) и (3.66) имеют вид

$$\omega(t) = \varepsilon_0 t - \varepsilon_0 T_m \left(1 - e^{-t/T_m} \right) = \omega_0(t) - \varepsilon_0 T_m \left(1 - e^{-t/T_m} \right); \qquad (3.67)$$

$$M(t) = \varepsilon_0 J \left(1 - e^{-t/T_m} \right). \tag{3.68}$$

В течение времени $t_1 = t_a \approx 3T_m$ угловая скорость и момент изменяются и достигают установившихся значений (точка *a* на рис. 3.9)

$$\omega(t_1) \approx \varepsilon_0 t_1 - \varepsilon_0 T_m = 2\varepsilon_0 T_m; \ M(t_1) \approx \varepsilon_0 J$$

После этого движение привода происходит под действием постоянного момента двигателя $M_{ab} = M(t_1) = \text{соnst}$ со скоростью, изменяющейся с постоянным ускорением $\omega_{ab}(t) = \omega(t_1) + \varepsilon_0(t - t_1) = \omega_0(t) - \varepsilon_0 T_m$, т.е. скорость вращения отличается от заданного значения на величину $-\varepsilon_0 T_m$.

В точке *b* управляющий сигнал достигает заданного максимального значения скорости ω_{0m} и его изменение прекращается $\omega_0 = \omega_{0m} = \text{const}$. Это происходит в момент времени $t_1 + t_2 = t_b = \omega_{0m} / \varepsilon_0$. После чего движение продолжается по траектории статической механической характеристики ($b\omega_{0m}$ на рис. 3.9, δ) Скорость и момент двигателя на этом этапе определяются выражениями

$$\omega(t) = \omega_{0m} - \left[\omega_{0m} - \omega(t_b)\right] e^{-t/T_m}; \qquad (3.69)$$

$$M(t) = M_{b}e^{-t/T_{m}} = \varepsilon_{0}Je^{-t/T_{m}}.$$
(3.70)

Если ускорение ε_0 достаточно большое так, что $\omega_{0m}/\varepsilon_0 > 3T_m$, то участка разгона с постоянным ускорением *ab* не будет, а переход к траектории статической механической характеристики произойдёт при скорости и моменте

$$\omega(t_b) = \omega_{0m} - \varepsilon_0 T_m \Big[1 - e^{-\omega_{0m}/(\varepsilon_0 T_m)} \Big]; \qquad (3.71)$$

$$M(t_b) = \varepsilon_0 J \Big[1 - e^{-\omega_{0m}/(\varepsilon_0 T_m)} \Big].$$
(3.72)

3.4.1.2. Пуск привода с реактивным моментом нагрузки При работе под нагрузкой уравнение движения имеет вид

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}.$$
(3.73)

Момент нагрузки можно представить через параметры статической механической характеристики как

$$M_c = (\omega_0 - \omega_c)h = \Delta \omega_c h. \qquad (3.74)$$

где: ω_c – угловая скорость вращения двигателя с линейной естественной механической характеристикой, обладающей жёсткостью $h = M_{sn} / \omega_{0n}$.

Тогда уравнение (3.64) для скорости вращения и момента с учётом (3.62) и (3.63) будет иметь вид

$$T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = \varepsilon_0 t - \Delta \omega_c = \omega_c(t), \qquad (3.75)$$

$$T_m \frac{dM}{dt} + M = \varepsilon_0 J - M_c, \qquad (3.76)$$



Так как момент нагрузки имеет реактивный характер, то до тех пор пока момент двигателя не станет равным моменту трения M_c ротор будет оставаться неподвижным. При линейном нарастании скорости холостого хода это про-



изойдёт в момент времени $t_a = \Delta \omega_c / \varepsilon_0 = M_c / (h \varepsilon_0)$. На всём интервале времени от включения до $t = t_a$ вращающий момент двигателя в соответствии с (3.73) будет нарастать линейно $M = \varepsilon_0 th$.

С момента $t = t_a$ начнётся движение привода. Если ввести новый отсчёт времени $t' = t - t_a$, то уравнение движения для скорости будет аналогично уравнению (3.67) для пуска вхолостую, а уравнение для вращающего момента будет отличаться от (3.68) на постоянную составляющую M_c

$$M(t) = M_{c} + \varepsilon_{0} J \left(1 - e^{-t'/T_{m}} \right).$$
(3.77)

Если электромеханическая постоянная $T_m \ll \omega_{0m}/\varepsilon_0$, то по истечении времени $t' \approx 3T_m = t - t_a$ или $t_b \approx M_c/(h\varepsilon_0) + 3T_m$ момент двигателя достигнет установившегося значения $M_{\text{max}} = M_c + \varepsilon_0 J$ и дальнейшее движение будет происходить при $M = M_{\text{max}} = \text{const}$. При этом скорость будет нарастать линейно

$$\omega_{bc}(t) = \omega(t_b) + \varepsilon_0(t - t_a) = \omega_c(t') - \varepsilon_0 T_m.$$

В точке *с* управляющий сигнал достигает заданного максимального значения скорости ω_{0m} и его изменение прекращается $\omega_0 = \omega_{0m} = \text{const}$. Это происходит в момент времени $t_c = \omega_{0m} / \varepsilon_0$. После чего движение продолжается по траектории статической механической характеристики (*cd* на рис. 3.10, *б*) Скорость и момент двигателя на этом этапе при новом отсчёте времени $t'' = t - t_c$ определяются выражениями

$$\omega(t) = \omega_{0m} - [\omega_{0m} - \omega(t_c)] e^{-t''/T_m}; \qquad (3.78)$$

$$M(t) = M_{c} + \varepsilon_{0} J e^{-t''/T_{m}} .$$
(3.79)

Кривые скорости и момента, а также фазовые траектории при пуске вхолостую и под нагрузкой на рис. 3.8 и 3.9 отличаются только смещением на соответствующую постоянную величину, определяемую моментом нагрузки M_c . Длительности же процессов на отдельных участках в основном определяются темпом изменения управляющего воздействия ε_0 . Этот темп определяет также динамический момент в приводе, и при заданном максимально допустимом значении динамического момента M_{dmax} необходимо выполнение условия

$$\varepsilon_{0\max} \le M_{d\max} / J \,. \tag{3.80}$$

3.4.1.3. Пуск привода с активным моментом нагрузки

Отличие процессов пуска с активной и с реактивной нагрузкой заключается в том, что с момента отключения удерживающего механизм тормозного устройства привод под действием активного момента нагрузки начинает движение в противоположную сторону, т.к. вращающий момент двигателя постепенно линейно нарастает от нулевого значения $M = \varepsilon_0 th$ и недостаточен для создания положительного ускорения (рис. 3.11). Уравнение для скорости на первом этапе пуска будет с учётом начального значения $\omega_b = -\Delta \omega_c$ аналогично уравнению (3.77):

$$\omega(t) = \varepsilon_0 t - \left(\Delta \omega_c + \varepsilon_0 T_m\right) \left(1 - e^{-t/T_m}\right). \tag{3.81}$$

Угловое ускорение привода

$$\frac{d\omega}{dt} = \varepsilon = \varepsilon_0 - \frac{\Delta\omega_c + \varepsilon_0 T_m}{T_m} e^{-t/T_m}$$
(3.82)



при t = 0, как и следовало ожидать, отрицательно $\varepsilon = -\Delta \omega_c / T_m$. B MOвремени мент $t_a = \Delta \omega_c / \varepsilon_0 = M_c / (h \varepsilon_0)$ когда вращающий момент двигателя величины достигнет момента нагрузки, ускорение уменьшится до нуля, а затем двигатель начнёт разгон, в точке b остановится, а затем начнёт движение в положительном направле-

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ

нии.

При низком темпе ускорения $T_m \ll \omega_{0m} / \varepsilon_0$ в момент времени $t_c \approx 3T_m$ произойдёт переход к движению с постоянным моментом (точка с на рис. 3.11). На этом и последующих этапах характер процессов будет полностью аналогичен режиму пуска с реактивной нагрузкой.

3.4.1.4. Торможение привода под нагрузкой

Торможение под нагрузкой начинается со скорости ω_c , определяемой скоростью холостого хода ω_{0m} , моментом нагрузки M_c и жёсткостью механической характеристики h.

Первый этап торможения проходит в условиях аналогичных пуску, но при ненулевой начальной скорости ω_c и с отрицательным знаком ε_0 . С учётом этого, уравнения для скорости и момента на первом этапе торможения можно записать в виде:

$$\omega(t) = \omega_c - \varepsilon_0 t + \varepsilon_0 T_m \left(1 - e^{-t/T_m} \right); \qquad (3.83)$$

$$M(t) = M_c - \varepsilon_0 J \left(1 - e^{-t/T_m} \right).$$
(3.84)

Как и во всех предыдущих случаях, при относительно малой электромеханической постоянной времени $T_m \ll \omega_{0m} / \varepsilon_0$ возникает этап работы с постоянным электромагнитным моментом $M_{\text{max}} = M_c + \varepsilon_0 J$ (участок *bc* на рис. 3.11),

который завершается выходом на статическую характеристику динамического торможения *се*. Здесь скорость и момент снижаются по экспоненте

$$\omega(t') = \omega(t_c) \cdot e^{-t/T_m} = \frac{M_c - \varepsilon_0 J}{h} e^{-t/T_m}; \qquad (3.85)$$

$$M(t') = M_c - \varepsilon_0 J e^{-t'/T_m}.$$
(3.86)



где $t' = t - t_c$ – время, отсчитываемое от начала этапа $t_c = \omega_{0m} / \varepsilon_0$

Если нагрузка имеет реактивный характер, то в течение времени

$$t' = -T_m \ln \frac{M_c}{\varepsilon_0 J}$$

Скорость спадёт до нуля и двигатель остановится. В случае активной нагрузки после остановки движение возобновится, но в обратную сторону до точки статического режима *е* на рис. 3.12. Тогда длительность третьего

этапа составит $t' \approx 3T_m$.

3.4.1.5. Реверс привода под нагрузкой

Изменение направления вращения при постоянном ускорении ε_0 производится изменением сигнала управления от $+\omega_{0m}$ до $-\omega_{0m}$. В случае активной нагрузки переходный режим реверсирования протекает точно также, как при торможении, с той лишь разницей, что скорость холостого хода конечной механи-





ческой характеристики *се* не нулевая, а $-\omega_{0m}$ (рис. 3.13, *а-в*).

При реверсировании привода с реактивной нагрузкой переходный процесс протекает сложнее, т.к. при остановке момент нагрузки скачком меняет знак на противоположный. Разгон привода в противоположную сторону непосредственно после остановки происходит только при условии, что вращающий момент двигателя превосходит момент нагрузки $M > M_c$ (рис. 3.13, *г-е*). В противном случае привод остановится и снова начнёт движение после увеличения момента двигателя до значения момента трения.

Анализируя все рассмотренные переходные процессы можно сделать заключение, что их длительность при условии, что при пуске и торможении $3T_m \le \omega_{0m}/\varepsilon_0$, а при реверсе $3T_m \le 2\omega_{0m}/\varepsilon_0$, составляет соответственно $t_{sb} \approx \omega_{0m}/\varepsilon_0 + 3T_m$ и $t_{sb} \approx 2\omega_{0m}/\varepsilon_0 + 3T_m$.

3.4.2 Оптимальное управление приводами положения



Приводы положения, используемые в различных станках, роботах, для привода задвижек и вентилей в химической промышленности и т.п., выполняют задачу перемещения рабочего органа из положения α_1 в положение α_2 . Одномерный процесс позиционирования должен протекать оптимально по отношению к некоторому наперед заданному критерию и с учетом ограничений, существующих в системе привода (рис.

3.14). В качестве требований к процессу перемещения $\Delta \alpha = \alpha_2 - \alpha_1$ могут быть:

- минимальное время;
- минимальные потери в силовой части;
- минимальная нагрузка на механическую трансмиссию.

В таблице 3.1 представлены законы управления для приводов положения, характеризуемые:

ускорением $\varepsilon(t)$

скоростью $\omega(t) = \int \varepsilon(t) dt$

и перемещением $\alpha(t) = \int \omega(t) dt$.

При реализации перемещения Δx предполагается задание определенного времени T. Кроме того, в таблице приведены максимальные значения ускорения $\alpha(t)$, скорости ω_{\max} и рывка $\zeta = \frac{d\varepsilon}{dt_{\max}}$, а также потери при перемещении Q,

для различных законов (функций) управления, отнесенные к режиму оптимального времени (строка 1). При этом предполагается, что время и перемещение для всех режимов одинаковы. Расчет потерь Q производится исходя из того, что они равны работе, совершаемой силой $M(t) = J \cdot \varepsilon(t)$ на пути $\alpha(t)$. Работа за







Нелинейное формирование переходных режимов

<u>Примечание</u>: в таблице 3.1: $\varepsilon_{k\max}$ — максимальное ускорение для *k*-го закона; sg(t) = sign(1/2 - t/T); $\varepsilon_k = \varepsilon_{k\max} / \varepsilon_{1\max}$; $q_k = Q_k / Q_1$; $\omega_k = \omega_{k\max} / \omega_{1\max}$



время разгона по *k*-му закону равна $Q_k = C \int_0^{s/2} \varepsilon_k(t) d\alpha = C \int_0^{T/2} \varepsilon_k(t) \cdot \omega_k(t) dt$, где C

– некоторая константа, а $\varepsilon_k(t)$ и $\omega_k(t)$ – изменения во времени ускорения и скорости при *k*-м законе управления. Очевидно, что все зависимости будут справедливыми и для кругового движения. Для этого достаточно перемещение (путь) измерять в угловых единицах.

Движение происходит за оптимальное (минимальное) время при заданном граничном ускорении ε_{max} , если до середины перемещения $\Delta \alpha/2$ привод разгоняется с максимальным ускорением ($\varepsilon = \varepsilon_{max}$), а затем с таким же ускорением замедляется (строка 1). В противном случае для разгона привода за то же время ускорение нужно увеличивать.

Как следует из таблицы 3.1, при движении с минимальными потерями (строка 2) требуется ускорение в 1,5 раза больше, чем в режиме оптимального времени, а потери при этом уменьшаются почти вдвое

Компромиссом между процессом оптимальным по времени и по потерям является перемещение с ускорением, изменяющимся по гармоническому закону с частотой $\omega_a = \pi/T$, т.е. с полупериодом равным длительности перемещения (строка 4).

Аналогичное по результату, но проще реализуемое перемещение получается при трапецеидальном изменении ускорения (строка 3). Вначале оно сохраняется постоянным, затем на среднем участке снижается пропорционально



времени до отрицательного значения, которое сохраняется до завершения процесса. Значения величин, приведенные в таблице, соответствуют величине среднего участка $t_{23} = 0,4T$.

Во всех рассмотренных процессах в некоторые моменты времени происходит скачкообразное изменение ускорения. Это требует скачкообразного изменения момента двигателя и приводит к перегрузке механической трансмиссии. При этом в нагрузке с упругой передачей неизбежно будут возникать колебания. Управление с синусои-

дально меняющимся ускорением и частотой $\omega_a = 2\pi/T$, период которой равен времени перемещения, исключает этот недостаток (строка 5). Изменение ускорения $\frac{d\varepsilon}{dt} = \varepsilon_{\max} \frac{2\pi}{T} \cos 2\pi \frac{t}{T} \Rightarrow \frac{d\varepsilon}{dt}_{\max} = \zeta_{\max} = \varepsilon_{\max} \frac{2\pi}{T} \Big|_{t=0}$ в этом режиме всегда конечно. Лижение происходит без скачков. Если настоту изменения ускорения

конечно. Движение происходит без скачков. Если частоту изменения ускорения выбрать так, чтобы она с некоторым запасом была ниже частоты собственных колебаний системы, т.е. $\omega_e > \omega_a$, то при перемещении колебания не возникают.



Динамически еще более благоприятным является управление ускорением по бигармоническому закону с частотой $\omega_a = 4\pi/T$ (строка 6). Здесь также изменение ускорения имеет конечное значение $\frac{d\varepsilon}{dt} = \varepsilon_{\max} \frac{2\pi}{T} \sin 4\pi \frac{t}{T} \Rightarrow \frac{d\varepsilon}{dt}_{\max} = \zeta_{\max} = \varepsilon_{\max} \frac{2\pi}{T} \Big|_{t=T/8}$ и в начальный момент равно

нулю. Недостатком является большое максимальное ускорение, что равносильно плохому использованию привода.

Рассмотренные законы управления обеспечивают перемещение практически по одинаковым траекториям (рис. 3.15), поэтому выбор функции управления должен осуществляться по критериям оптимизации потерь, времени или динамических нагрузок.



Перемещения по оптимальным законам на практике реализуют путем комбиучастков нации разгона, торможения и движения с постоянной максимальной скоростью (рис. 3.16). Изменение закона управления на границах участков происходит функции времени, В пройденного пути или ско-

рости движения.

4. Выбор мощности электропривода

Исходными данными для выбора типа и мощности электропривода являются конструктивные и технологические требования, необходимые для обеспечения надёжной и эффективной работы исполнительного механизма.

Выбор мощности является одной из важнейших задач разработки приводов. Заниженная мощность может вызвать нарушение технологического процесса, снижение производительности, аварию и выход из строя двигателя или механизма. Использование двигателя завышенной мощности необоснованно увеличивает стоимость оборудования, снижает КПД, а в асинхронных приводах ухудшает также коэффициент мощности, что в свою очередь влияет на энергетические показатели питающей сети.

С выбором мощности тесно связаны задачи выбора типа двигателя по исполнению и климатическим условиям эксплуатации. От этого в значительной степени зависит надёжность работы двигателя. Для регулируемых электроприводов особенно важен выбор способа охлаждения двигателя.

Оптимальный выбор типа и параметров двигателя является сложной многокритериальной задачей, решение которой в полном объёме возможно только путём сложных расчётов и исследований. Поэтому в этом разделе будут рас-



смотрены только принципы решения, которые могут использоваться на начальном этапе проектирования электропривода.

4.1. Потери энергии в приводах постоянного и переменного тока

Потери энергии в двигателе складываются из постоянных потерь, не зависящих от нагрузки, и переменных – зависящих от неё.

В двигателях постоянного тока суммарные потери мощности равны

$$\Delta P_{\Sigma} = \Delta P_c + \Delta P_v = \Delta P_e + \Delta P_{Fe} + \Delta P_m + I_a^2 R, \qquad (4.1)$$

где: $\Delta P_c = \Delta P_e + \Delta P_{Fe} + \Delta P_m$ – постоянные потери, складывающиеся из потерь в обмотке возбуждения $\Delta P_e = I_e^2 r_e$, в стали ΔP_{Fe} и механических потерь ΔP_m ; $\Delta P_v = \Delta P_{Cu} = I_a^2 R$ – переменные потери в якорной цепи.

Для асинхронного двигателя потери мощности

$$\Delta P_{\Sigma} = \Delta P_c + \Delta P_v = \Delta P_{Fe} + \Delta P_m + m \left[I_1^2 R_1 + \left(I_2' \right)^2 R_2' \right], \qquad (4.2)$$

где m – число фаз обмотки статора; R_1, R_2' – активные сопротивления цепей обмоток статора и ротора.

Переменные потери можно также выразить через потери в роторе, которые связаны с электромагнитной мощностью и скольжением как

$$\Delta P_{\nu} = sP_{em} = sM\omega_0, \qquad (4.3)$$

где $s = (\omega_0 - \omega)/\omega_0$ – скольжение по отношению к скорости идеального холостого хода ω_0 , а M – электромагнитный момент.

Для двигателей постоянного тока эти потери соответствуют выражению (4.3), а для асинхронных двигателей, необходимо учесть также потери в статоре, которые при условии $I_1 \approx I'_2$ пропорциональны активному сопротивлению статора, т.е.

$$\Delta P_{v} = s P_{em} \left(1 + R_{1} / R_{2}' \right) = s M \omega_{0} \left(1 + R_{1} / R_{2}' \right).$$
(4.4)

Выражения (4.1)-(4.4) позволяют определить потери в статических режимах. В переходных режимах переменные потери зависят от времени и их величина является интегральной функцией. В общем случае потери энергии за время переходного процесса t_m равны

$$\Delta A_{tp} = \int_{0}^{t_{tp}} \Delta P_{\Sigma}(t) dt = \Delta P_{c} t_{tp} + \int_{0}^{t_{tp}} \Delta P_{\nu}(t) dt . \qquad (4.5)$$

Постоянные потери в переходном процессе малы по сравнению с переменными, поэтому в дальнейшем они учитываться не будут.

При прямом пуске двигателя постоянного тока независимого возбуждения при постоянном напряжении на якоре потери в соответствии с (4.3) и (4.5) равны

$$\Delta A_s = \int_0^{t_s} M \left[\omega_0 - \omega(t) \right] dt \,. \tag{4.6}$$

При пуске вхолостую $dt = Jd\omega/M$, тогда

$$\Delta A_{s0} = \int_{0}^{\omega_0} J \left[\omega_0 - \omega(t) \right] d\omega = J \frac{\omega_0^2}{2}.$$
(4.7)

Следовательно, потери энергии при пуске вхолостую равны кинетической энергии маховых масс в конце пуска.

Но в конце пуска в приводе накапливается кинетическая энергия равная

$$A_{sk} = J \frac{\omega_0^2}{2}.$$
 (4.8)

Значит, потребление энергии от источника питания равно

$$A_{s0} = \Delta A_{s0} + A_{sk} = J\omega_0^2, \qquad (4.9)$$

т.е. расход энергии равен двойному запасу кинетической энергии в конце пуска.



На рис. 4.1, приведены а временные диаграммы скоросоставсти И ляюших энеррасходуе-ГИИ, мой при идеализированном пуске. Полезная энергия соответ-

ствует площади треугольника 0*cf*, потери в роторе – площади треугольника 0*dc*, а полная энергия, потребляемая при пуске из сети с учётом постоянных потерь ΔP_c , площади прямоугольника 0*abf*.

При пуске двигателя с постоянной нагрузкой $M_c = \text{const}$ потери энергии равны

$$\Delta A_{s} = \int_{0}^{t_{s}} M \big[\omega_{0} - \omega(t) \big] dt = \int_{0}^{t_{s}} \big(M_{c} + M_{d} \big) \big[\omega_{0} - \omega(t) \big] dt , \qquad (4.10)$$

где $M_d = Jd\omega/dt$ – динамический момент. Интегрируя (4.10) по частям, получим

$$\Delta A_{s} = \int_{0}^{t_{s}} M_{c} \left[\omega_{0} - \omega(t) \right] dt + \int_{0}^{\omega_{c}} J \left[\omega_{0} - \omega(t) \right] d\omega =$$

$$= M_{c} \left(\omega_{0} t_{s} - \int_{0}^{t_{s}} \omega(t) dt \right) + J \left(\omega_{0} \omega_{c} - \omega_{c}^{2} / 2 \right) = \Delta A_{sc} + \Delta A_{sd}$$

$$(4.11)$$

Если механическая характеристика двигателя жёсткая, то $\omega_c \approx \omega_0$ и потери, связанные с разгоном маховых масс привода приблизительно такие же, как при пуске вхолостую



$$\Delta A_{sd} \approx \Delta A_{s0} = J \frac{\omega_0^2}{2}.$$

Второе слагаемое в (4.11) связано с наличием момента нагрузки

$$\Delta A_{sc} = M_c \left(\omega_0 t_s - \int_0^{t_s} \omega(t) dt \right).$$
(4.12)

графически выражение в скобках представляет собой площадь F_{sc} заштрихованной фигуры 0*abc* на временной диаграмме пуска на рис. 4.1, δ . Она представляет собой разность между площадью прямоугольника 0*abd* и площадью

фигуры 0*cd*, соответствующей интегралу $\int_{0}^{t} \omega(t) dt$. При постоянном моменте на-

грузки эти площади соответствуют энергии, переданной через зазор машины в ротор, т.е. электромагнитной энергии, и энергии, переданной в нагрузку, т.е. механической энергии.

Потери энергии в роторе для общего случая переходного процесса изменения скорости вращения на холостом ходу равны

$$\Delta A_{tp0} = \int_{0}^{t_{tp}} M \left[\omega_0 - \omega(t) \right] dt . \qquad (4.13)$$

Это уравнение можно преобразовать с учётом того, что $M = Jd\omega/dt$, $\omega = \omega_0(1-s) \ d\omega/dt = -\omega_0 ds/dt$. Тогда

$$\Delta A_{tp0} = \int_{s_e}^{s_b} J\omega_0^2 s ds = \frac{J\omega_0^2}{2} \left(s_b^2 - s_e^2 \right), \qquad (4.14)$$

где s_b, s_e – начальное и конечное скольжение.

При пуске вхолостую $s_b = 1, s_e = 0$, следовательно, в соответствии с (4.14) потери энергии в роторе

$$\Delta A_{s0} = J \frac{\omega_0^2}{2} = W_k \, .$$

Как и следовало ожидать, мы получили значение равное (4.7), т.е. кинетической энергии маховых масс в конце пуска. При реверсе $s_b = 2$, $s_e = 0$ и потери равны

$$\Delta A_{r0} = 4J \frac{\omega_0^2}{2} = 4W_k,$$

при торможении противовключением $s_b = 2, s_e = 1 - 1$

$$\Delta A_{rb0} = 3J \frac{\omega_0^2}{2} = 3W_k \,,$$

а при динамическом торможении $s_b = 1, s_e = 0 - 1$

$$\Delta A_{db0} = J \frac{\omega_0^2}{2} = W_k.$$

Выбор мощности электропривода

Рассмотрим пуск вхолостую асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. На рис.4.2, *а* представлена механическая характеристика современного двигателя с высоким пусковым моментом. Эту характеристику без существенной погрешности мощно аппроксимировать отрезками прямых линий постоянного эффективного момента^{*} $M = M_{se} = \text{const u постоянной скорости. При постоянном моменте пуск вхолостую будет равномерно ускоренным <math>\varepsilon_{s1} = \text{const}$ и время пуска составит

$$t_{sm1} = \frac{\omega_0}{\varepsilon_{sm1}}$$

В соответствии с (4.13) потери энергии в роторе с учётом линейного изменения скорости вращения равны

$$\Delta A_{sm1} = \int_{0}^{sm1} M_{se} \big[\omega_0 - \omega(t) \big] dt = M_{se} \omega_0 t_{sm1} - M_{se} \omega_0 t_{sm1} / 2 = M_{se} \omega_0 t_{sm1} / 2,$$

т.е. потери энергии равны площади треугольника *0ab* на рис. 4.2, б.

Если эффективный момент двигателя уменьшить вдвое, например, понизив напряжение питания в $\sqrt{2}$ раз, то вдвое понизится электромагнитная мощность $P_{em2} = \frac{M_{se}}{2} \omega_0$ и вдвое уменьшится ускорение $\varepsilon_{sm2} = \frac{M_{se}}{2J} = \frac{\varepsilon_{sm1}}{2}$. Соответственно, вдвое увеличится время пуска



Рис.4.2

$$t_{sm2} = \frac{\omega_0}{\varepsilon_{sm2}} = \frac{2\omega_0}{\varepsilon_{sm1}} = 2t_{sm1},$$

а потери энергии в роторе

$$\Delta A_{sm2} = \frac{M_{se}}{2}\omega_0 t_{sm2} - \frac{M_{se}}{2}\omega_0 t_{sm2} / 2 = \frac{M_{se}}{2}\omega_0 t_{sm2} / 2 = \frac{M_{se}}{2}\omega_0 2t_{sm1} / 2 = \Delta A_{sm1}$$

останутся прежними.

см. раздел 3.2.1

Пусть теперь пуск происходит в две ступени с сохранением максимального момента и, соответственно, с сохранением эффективного момента $M = M_{se} = \text{const}$. Тогда ускорение на обеих ступенях $\varepsilon_{sol} = \varepsilon_{sol} = \frac{M_{se}}{J} = \varepsilon_{sm1} = \varepsilon_{sol}$ будет таким же, как при прямом пуске с равным эффективным моментом. Оди-

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ УІ

оудет таким же, как при прямом пуске с равным эффективным моментом. Одинаковыми будут и интервалы времени разгона на первой и второй ступени

$$t_{s\omega 1} = \frac{\omega_0}{2\varepsilon_{s\omega}} = t_{s\omega 2} = \frac{\omega_0 - \omega_0/2}{\varepsilon_{s\omega}} = \frac{t_{sm 1}}{2},$$

а также потери энергии

$$\Delta A_{s\omega 1} = M_{se} \frac{\omega_0}{2} t_{s\omega 1} / 2; \ \Delta A_{s\omega 2} = M_{se} \frac{2\omega_0 - \omega_0}{2} t_{s\omega 2} / 2 = M_{se} \frac{\omega_0}{2} t_{s\omega 1} / 2 = \Delta A_{s\omega 1}$$

Суммарные потери на двух ступенях пуска равны

$$\Delta A_{s\omega} = \Delta A_{s\omega1} + \Delta A_{s\omega2} = 2M_{se} \frac{\omega_0}{2} t_{s\omega1} / 2 = 2M_{se} \frac{\omega_0}{2} \frac{t_{sm1}}{2} / 2 = \Delta A_{sm1} / 2,$$

т.е. они вдвое меньше потерь при пуске прямым включением. Это видно также на рис. 4.2, *в* по заштрихованным площадям потерь.

Из рассмотрения рис. 4.2, *в* очевидно следует, что увеличение числа ступеней приведёт к пропорциональному уменьшению площади потерь на каждой ступени и, соответственно, к снижению общих потерь в *n* раз для пуска в *n* ступеней.

В то же время, увеличение числа ступеней при реостатном пуске никоим образом не сказывается на величине потерь в роторе двигателя, равно как и смещение границ переключения в ту или иную сторону. В первом случае с увеличением числа ступеней уменьшаются пульсации момента при коммутациях, но эффективный момент и скорость холостого хода остаются прежними. Во втором случае эффективный момент при смещении границ коммутации изменяется, но скорость холостого хода остаётся неизменной, поэтому, как мы видели, не изменятся и потери энергии.

Ещё более эффективным способом снижения потерь энергии является управление скоростью холостого хода.

Если осуществить пуск двигателя с линейной механической характеристикой, обеспечив при этом постоянный вращающий момент M(t) = M = const и управляя скоростью холостого хода по закону

$$\omega_0 = \begin{cases} \omega_{0b} + \varepsilon_0 t = \frac{M}{h} + \frac{M}{J} t & \text{при } t \le t_s \\ \varepsilon_0 t_s = \text{const} & \text{при } t > t_s \end{cases}$$

(рис. 4.3, a), то потери в цепи ротора будут равны

$$\Delta A_{sl} = J \frac{\omega_{0m}^2}{2} \left(\frac{2\omega_{0b}}{\omega_{0m}} \right) = J \frac{\omega_{0m}^2}{2} \left(\frac{2M}{h\omega_{0m}} \right), \qquad (4.15)$$



где $\omega_{0b} = M / h$ – начальное значение скорости холостого хода, определяемое величиной вращающего момента M и жёсткостью механической характеристики h; ω_{0m} – конечное значение скорости холостого хода.



Этот закон управления при моменте M, выбранном либо по допустимому ускорению $M \leq J \varepsilon_{\text{max}}$, либо по перегрузочной способности двигателя $M \leq M_{\text{max}}$, обеспечивает минимальные потери в цепи ротора двигателя.

При более простом способе пуска с линейным изменением сигнала управления, рассмотренном в разделе 3.3.1.1, потери энергии в роторе можно найти исходя из того, что в пределах линейной части механической характеристики $\omega = \omega_0 - M/h$. Тогда мощность потерь при пуске на холостом ходу равна

$$\Delta P_{\nu 0} = M \omega_0 - M \omega = M^2 / h,$$

а потери энергии

$$\Delta A_{sl} = \int_{0}^{t_s} \frac{M(t)^2}{h} dt = J \frac{\omega_{0m}^2}{2} \cdot \frac{2T_m}{t_2} \left(1 - \frac{T_m}{t_2}\right) \approx J \frac{\omega_{0m}^2}{2} \cdot \frac{2T_m}{t_2}.$$
 (4.16)

Если $t_2 \gg T_m$, то потери, определённые по выражениям (4.15) и (4.16) практически одинаковы, т.е. управление с линейным изменением скорости холостого хода позволяет минимизировать потери в роторе двигателя в переходных режимах.

Решение задачи определения потерь в переходных режимах под нагрузкой приводит к сложным громоздким выражениям малопригодным для практики. Влияние статической нагрузки можно оценить, используя понятие эффективного момента и выражение (3.51) для оценки длительности переходного процесса. Тогда потери энергии под нагрузкой ΔA_c можно оценить по потерям на холостом ходу ΔA_0 как

$$\Delta A_c = \Delta A_0 \frac{t_c}{t_0},$$

где t_c и t_0 – длительности переходных процессов в соответствующих режимах.


Полные потери энергии двигателя постоянного тока независимого возбуждения в переходном процессе с учётом всех составляющих равны

$$\Delta A_{tp\Sigma} = \frac{J\omega_0^2}{2} \left(s_b^2 - s_e^2 \right) \frac{t_c}{t_0} + \left(\Delta P_c + \Delta P_m \right) t_c \,. \tag{4.17}$$

Если за время переходного процесса постоянные ΔP_c и механические ΔP_m потери существенно изменяются, то в выражение (4.17) следует подставлять средние значения.

При оценке потерь в асинхронном двигателе нужно учитывать, что в обмотке статора выделяется энергия пропорциональная потерям энергии в роторе и для этих двигателей выражение для полных потерь имеет вид:

$$\Delta A_{tp\Sigma} = \frac{J\omega_0^2}{2} \left(s_b^2 - s_e^2 \right) \left(1 + \frac{R_1}{R_2'} \right) \frac{t_c}{t_0} + \left(\Delta P_c + \Delta P_m \right) t_c, \qquad (4.17)$$

где R_1 и R'_2 – суммарные сопротивления цепей статора и ротора.

4.2. Нагрев и охлаждение двигателя

Помимо электромагнитных и механических процессов существенное влияние на работу электрических машин оказывают тепловые процессы. Потери энергии в двигателе вызывают нагрев элементов его конструкции, что приводит к изменению их свойств, вплоть до полного нарушения работоспособности. Из всех материалов электрических машин наименьшей термостойкостью обладают изоляционные материалы. Поэтому именно они определяют допустимую нагрузку двигателя. Применение более термостойких изоляционных материалов позволяет при тех же размерах увеличить мощность машины.

Изоляционные материалы, применяемые в электрических машинах, по термостойкости делятся на семь классов, приведённых в таблице 4.1. Все материалы, кроме классов Y и C, состоят из основы и связующих или пропитывающих составов. Причём, термостойкость связующих составов в значительной степени определяет термостойкость материала в целом. Например, три класса изоляции B, F и H с одинаковой основой материалов за счёт различных связующих отличаются по термостойкости на 50°С.

Соблюдение температурных ограничений, установленных для каждого класса изоляции, имеет первостепенное значение для практики эксплуатации электрических машин, т.к. превышение допустимой температуры даже в том



Рис. 4.4.

случае, когда оно не приводит к разрушению изоляции, существенно изменяет её свойства и сокращает срок службы. Например, для изоляции класса *А* превышение допустимой температуры нагрева на 8...10°С



сокращает срок службы вдвое. У современных изоляционных материалов такая температурная перегрузка оказывает не столь существенное влияние, однако всё же недопустима, т.к. приводит к непредсказуемым последствиям в дальнейшем.

Предельные температуры изоляции достигаются в машинах при номинальной нагрузке, температуре окружающей среды 40°С и высоте над уровнем моря до 1000 метров. Поэтому при более высокой температуре и низком давле-

Таблица 4.1

Класс изоляции	Предельно допустимая температура, ° С	Характеристика материалов
Y	90	Непропитанные волокнистые материалы из целлюлозы, хлопка, шёлка
А	105	Пропитанные волокнистые материалы из целлюлозы, хлопка, шёлка
Е	120	Синтетические органические плёнки
В	130	Материалы на основе слюды, асбеста, и стекловолокна, применяемые с <u>ор<i>ганическими</i></u> связующими и пропитывающими составами
F	155	Материалы на основе слюды, асбеста, и стекловолокна, применяемые с <u>синтетическими</u> связующими и пропитывающими составами
Н	180	Материалы на основе слюды, асбеста, и стекловолокна, применяемые с <u>кремнийорганическими</u> связующими и пропитывающими составами
С	>180	Слюда, керамические материалы, стекло, кварц, применяемые без связующих составов

Термостойкость изоляционных материалов

Примечание: цветом в таблице выделены классы изоляции современных машин общего применения

нии нагрузка машины должна быть уменьшена. На рис. 4.4 показаны зависимости необходимого снижения мощности асинхронных короткозамкнутых двигателей серии 5А в зависимости от температуры окружающей среды ϑ_{en} и высоты над уровнем моря *h*. При температуре ниже 40°С нагрузку двигателя можно несколько увеличить, однако делать это не рекомендуется т.к. разность между средней температурой и температурой наиболее нагретой части обмотки возрастает приблизительно пропорционально квадрату коэффициента нагрузки P/P_n , что может привести к недопустимому перегреву отдельных элементов изоляции.

Условия теплообмена и температура отдельных частей машины различны. Наихудший теплоотвод и наибольший нагрев у внутренних элементов конструкции. Кроме того в различных режимах изменяется величина и направление тепловых потоков. В режиме холостого хода тепловыделение обмоток незначительно и тепло передаётся от более нагретой стали обмоткам, а под нагрузкой обмотки являются основными источниками тепла и направление теплового потока меняется.

Электрическая машина является сложным трёхмерным нелинейным источником тепловых полей, исследование и расчёт которых является предметом особой отрасли науки – теплофизики. Для практических задач анализа тепловых процессов в электроприводе принимаются следующие допущения:

- 1) машина считается однородным телом, обладающим бесконечно большой теплопроводностью;
- теплоотдача во внешнюю среду пропорциональна первой степени разности температур между корпусом окружающей средой;
- 3) температура охлаждающей среды постоянна;
- 4) теплоёмкость машины, мощность тепловых потерь и теплоотдача не зависят от температуры машины.

Первое допущение означает, что температура всех элементов машины во всех точках и на поверхности корпуса одинакова.

Анализ тепловых процессов основан на законе сохранения энергии в форме теплового баланса

$$Q_s = Q_{en} + Q_{em},$$

т.е. количество теплоты, выделяемое источником Q_s , частично отдаётся в окружающую среду Q_{en} и частично накапливается в самой машине Q_{em} . Количество теплоты, выделяемое машиной за промежуток времени dt, равно $Q_s = \Delta P dt$, где ΔP – суммарные потери мощности. За это же время в окружающую среду отводится энергия $Q_{en} = A\tau dt$, где A – коэффициент теплоотдачи, равный количеству теплоты, отдаваемой в единицу времени при разности температур в 1°C, а $\tau = \vartheta_{em} - \vartheta_{en}$ – разность температур машины ϑ_{em} и среды ϑ_{en} . Количество тепла накапливаемое самой машиной определяется её теплоёмкостью C, равной количеству теплоты, необходимой для повышения температуры машины на 1°C. Тогда количество тепла, накопленное машиной при разности температур $d\tau$, будет равно $Q_{em} = Cd\tau$.

Учитывая эти соотношения, уравнение теплового баланса двигателя примет вид:

где: $T_Q = C/A$ — постоянная времени, определяемая соотношением теплоёмкости и теплоотдачи машины; $\tau_{\infty} = \Delta P/A$ — установившееся превышение температуры машины над температурой окружающей среды.



Решение уравнения (4.18)

$$\tau = \tau_{\infty} + (\tau_0 - \tau_{\infty})e^{-t/T_0}$$
(4.19)

где τ_0 – начальное превышение температуры машины над температурой окружающей среды.

Выражение (4.19) описывает тепловой переходный процесс независимо от направления теплового потока. Если $\tau_0 < \tau_{\infty}$, то машина нагревается и постоянную времени $T_Q = T_h$ называют постоянной времени нагрева. В противном слу-



чае $\tau_0 > \tau_\infty$ происходит охлаждение, и постоянная времени $T_Q = T_k$ называется постоянной времени охлаждения. Тепловые процессы существенно медленнее электромагнитных и механических, поэтому постоянные време-

ни у машин малой мощности составляют несколько десятков минут, а у мощных машин их величина возрастает до нескольких часов.

На рис. 4.5, *а* показаны кривые нагрева машины при нулевом и ненулевом начальном превышении температуры с разными потерями мощности. Длительность переходного процесса не зависит от режима работы машины, т.е. от потерь, а превышение температуры в статическом состоянии связано с потерями мощности линейно.

Процесс охлаждения машин протекает совершенно иначе, чем процесс нагрева. Основным способом теплоотвода электрических машин является конвекция, т.е. естественное или искусственное отведение от машины нагретого газа окружающей среды. Естественной конвекцией, т.е. за счёт разности плотностей холодного и горячего воздуха, частично отводится тепло от наружной поверх-

Таблица 4.2	
эффициент ухудшения теплоотдачи при неподвижном	
роторе	

Исполнение двигателя	β
Закрытый с независимой вентиляцией	1
Закрытый без принудительной вентиляции	0,98–0,95
Закрытый самовентилируемый	0,55–0,45
Защищённый самовентилируемый	0,35–0,25

Ко

ности корпуса машины. Основной же поток тепла отводится воздухом, перемещаемым установленным на роторе вентилятором. У т.н. самовентилируемых машин это единственный воздушный насос. Машины с принудительной вентиляцией охлаждаются до-



полнительным вентилятором, устанавливаемым на самой машине или вне её. В этом случае они соединяются с машиной воздуховодом.

Так как производительность вентилятора в первом приближении является линейной функцией от скорости вращения, то при снижении скорости ротора самовентилируемых машин теплоотвод ухудшается. При остановке же он снижается до естественной конвекции. Поэтому постоянная времени охлаждения в 3...4 раза больше, чем постоянная времени нагрева. Это явление принято учитывать коэффициентом ухудшения теплоотдачи

$$\beta_0 = A_0 / A , \qquad (4.20)$$

где A_0, A – коэффициенты теплоотдачи при неподвижном и вращающемся с номинальной скоростью роторе.

При работе машины со скоростью вращения ω , отличающейся от номинальной ω_n , ухудшение теплоотдачи учитывается линейной функцией

$$\beta = \beta_0 + (1 - \beta_0)\omega/\omega_N, \qquad (4.21)$$

В машинах с принудительной вентиляцией условия теплообмена не зависят от скорости вращения ротора, поэтому у них $A_0 = A$ и, соответственно, $T_h = T_k$.

4.3. Нагрузочные диаграммы электропривода

Нагрузочными диаграммами электропривода называются зависимости статических и динамических нагрузок от времени. Различают два вида нагрузочных диаграмм: исполнительного механизм и двигателя.



Рис. 4.6

Нагрузочная диаграмма исполнительного механизма представляет собой зависимость статического момента нагрузки от времени $M_c(t)$ и обычно она дополняется диаграммой заданных скоростей вращения $\omega^*(t)$, т.н. тахограммой. Нагрузочная диаграмма двигателя – это зависимость вращающего момента, соответствующего тахограмме привода, от времени,.

Расчёт нагрузочной диаграммы двигателя можно произвести с помощью уравнения движения, если известна нагрузочная диаграмма исполнительного механизма, момент инерции маховых масс и тахограмма привода. По этим данным производится предварительный выбор двигателя, после чего рассчитываются его нагрузочная диаграмма, зависимость скорости вращения от времени $\omega(t)$, суммарные потери мощности и проверяется правильность предварительного выбора.

Все производственные механизмы с точки зрения режима работы можно разделить на две большие группы: механизмы непрерывного и механизмы циклического действия. Для этих групп характерны определённые зависимости $M_c(t)$ и $\omega^*(t)$.

Механизмы непрерывного действия называются так потому, что работают в течение рабочей смены или даже нескольких дней. Обычно в таких приводах регулирование не предусматривается, а нагрузка может быть постоянной, например, в приводе вентилятора, но может также меняться в процессе работы, как, например, в приводе эскалатора или ленточного транспортёра. Изменения нагрузки вызывают изменения скорости вращения, а в переходных режимах в приводе возникают динамические усилия, степень влияния которых зависит от нагрузочной диаграммы механизма и параметров привода.

На рис. 4.6 приведена нагрузочная диаграмма механизма, работающего в длительном режиме с переменной нагрузкой. Если электромагнитная постоянная времени двигателя пренебрежимо мала, то при изменении нагрузки скорость вращения и вращающий момент двигателя изменяются по экспоненте с электромеханической постоянной времени $T_m = J/h$, величина которой определяется моментом инерции привода J и жёсткостью механической характеристики двигателя h^* .

Если длительность интервалов работы с постоянной нагрузкой $t_q > 3T_m$, то за это время скорость вращения и момент практически достигают своих установившихся значений (рис. 4.6, *a*). В противном случае к моменту изменения нагрузки переходный процесс не заканчивается (рис. 4.6, *б*).

Нетрудно заметить, что при малой инерционности механизма нагрузочная диаграмма двигателя M(t) мало отличается от диаграммы нагрузки $M_c(t)$. Динамический момент, соответствующий заштрихованным областям, незначительно влияет на нагрев двигателя и его проверку можно производить по диаграмме исполнительного механизма.

Увеличение момента инерции нагрузки значительно уменьшает колебания электромагнитного момента двигателя и скорости вращения (рис. 4.6, δ). При увеличении нагрузки кинетическая энергия маховых масс создаёт на валу двигателя динамический момент, препятствующий снижению скорости, а при уменьшении нагрузки – препятствующий её возрастанию. В пределе с возрастанием момента инерции нагрузки момент двигателя и скорость вращения стремятся к своим средним значениям $M(t) \xrightarrow{J_{\Sigma} \to \infty} \text{const} = \overline{M}; \omega(t) \xrightarrow{J_{\Sigma} \to \infty} \text{const} = \overline{\omega}.$

^{*} см. раздел 3.1.1.



Уменьшение колебаний электромагнитного момента двигателя за счёт энергии маховых масс снижает переменные потери в нём, а также требования к перегрузочной способности, т.е. позволяет использовать двигатель меньшей мощности.

При малом моменте инерции механизма в приводах, работающих с ударной нагрузкой, на промежуточном валу устанавливают маховик, рассчитанный так, чтобы в наиболее тяжёлых условиях момент двигателя не превышал допустимого значения. Это техническое решение встречается во всех приводах прессов, штампов, ножниц и т.п. механизмов. Такие приводы называются маховиковыми.

Строго говоря, колебания момента и скорости вращения двигателя зависят не от момента инерции, а от величины электромеханической постоянной времени $T_m = J/h$. Поэтому выровнять нагрузку на двигатель и ограничить его момент можно не только установкой маховика, но также снижением жёсткости механической характеристики. Однако уменьшение жёсткости приводит при тех же колебаниях момента к увеличению колебаний скорости вращения, что не всегда допустимо. Кроме того, если уменьшение жёсткости механической характеристики достигается введением добавочных сопротивлений, то это снижает КПД привода. Поэтому оптимизация маховикового привода является сложной многокритериальной задачей, в которой нужно найти правильное соотношение между моментом инерции маховика, типом и мощностью двигателя, а также параметрами его механической и скоростной характеристик.



Особенностью механизмов циклического действия является наличие в цикле одного или нескольких пусков, реверсов, торможений. Например, для механизма подъёмника с уравновешенным канатом может быть задана тахограмма цикла $\omega(t)$ (рис. 4.7), включающая длительности пуска t_s , движения с постоянной скоростью t_w , остановки t_h паузы в работе t_0 . Графику скорости соответствует диаграмма углового ускорения $\varepsilon(t)$, в соответствии с которой при известном моменте

инерции можно определить динамические моменты на участках пуска и торможения $M_d(t)$. Статический момент нагрузки при движении подъёмника остаётся постоянным $M_c = \text{const}$, поэтому нагрузочная диаграмма привода получается суммированием $M(t) = M_c + M_d(t)$.



Из рис. 4.7. следует, что в механизме циклического действия, в отличие от механизма непрерывного действия, динамические нагрузки увеличивают колебания момента и, следовательно, потери в двигателе, а также необходимый запас мощности. Физически это объясняется тем, что в начале каждого цикла двигатель должен передать нагрузке кинетическую энергию, соответствующую скорости движения в конце пуска, а по окончании цикла эту энергию он должен утилизировать полностью. В механизмах непрерывного действия двигатель компенсирует только колебания запаса кинетической энергии, соответствующие колебаниям скорости вращения, что, учитывая квадратичную зависимость от скорости вращения, существенно меньше.

В начале проектирования электропривода до того как выбран двигатель расчёт нагрузочной диаграммы невозможен, т.к. неизвестны его параметры и характеристики. Поэтому на начальном этапе по нагрузочной диаграмме исполнительного механизма производится предварительный выбор двигателя. Причём для механизмов непрерывного действия ориентировочно учитывается возможное сглаживание нагрузочной диаграммы и соответствующее снижение потерь в двигателе, а для механизмов циклического действия возможное увеличение нагрузки за счёт динамических моментов.

Затем для выбранного двигателя рассчитывают нагрузочную диаграмму и проверяют двигатель по нагреву. Если он оказывается перегруженным или недоиспользованным, то повторяют выбор и проверку.

4.4. Стандартные номинальные режимы работы двигателей

Выбор двигателей производится на основе справочных данных по номинальным значениям мощности, напряжения, тока и скорости вращения, соответствующим номинальной нагрузке, т.е. нагрузке при которой двигатель при температуре окружающей среды +40°C нагревается до допустимой температуры. Температура +40°C принята ГОСТ 183-73 в качестве базовой для определения номинальной нагрузки двигателя. Поэтому допустимое превышение температуры двигателя, соответствующее классу изоляции его обмоток Z = [Y, A, E, B, F, H, C] равно

$$\tau_{\max} = t_{\max Z} - 40.$$
 (4.22)

Отсюда, зная номинальную мощность P_N и КПД η_N , можно определить коэффициент теплоотдачи двигателя в номинальном режиме работы

$$A_{N} = \Delta P_{N} / \tau_{\max} = \frac{P_{N} (1 - \eta_{N}) / \eta_{N}}{t_{\max Z} - 40}.$$
 (4.23)

Таким образом, температура является критерием, по которому определяется режим работы электрических машин.

На практике существует бесконечное разнообразие механизмов, приводимых в движение электродвигателями, и режимов их работы. Это в принципе не позволяет создать какую-либо единую методику выбора двигателя по мощности и перегрузочной способности. Поэтому в машиностроении приняты в качестве номинальных несколько режимов, соответствующих международной клас-



сификации. Они имеют условные обозначения *S*1...*S*8. Нагрузочные диаграммы и кривые температур для этих режимов приведены в таблице 4.3.

Продолжительным номинальным режимом работы (S1) называется режим работы с постоянной нагрузкой в течение времени, достаточного для того, чтобы достичь установившегося значения температуры. Время работы в этом режиме во много раз превышает постоянную времени нагрева. Для двигателей, рассчитанных на длительный режим работы, установившееся превышение температуры в этом режиме при номинальных параметрах источника питания и нагрузки равно предельно допустимому значению $\tau_{\infty} = \tau_{max}$.

Кратковременным номинальным режимом работы (S2) называется режим, при котором интервалы времени t_w , когда двигатель работает с номинальной нагрузкой, чередуются с интервалами отключённого состояния. Причём за время работы двигатель не успевает нагреться до установившейся температуры, а за время отключённого состояния он охлаждается до температуры окружающей среды. В этом режиме стандартом рекомендуются следующие номинальные продолжительности рабочего интервала: $t_w = 10, 30, 60, 90$ мин.

Таблица 4.3.



Повторно-кратковременным номинальным режимом работы (S3) называется режим, при котором интервалы кратковременной работы с номинальной нагрузкой t_w (рабочие интервалы) периодически чередуются с интервалами отключённого состояния t_0 (паузы). Причём длительности обоих интервалов недостаточны для нагрева до установившейся температуры и охлаждения до тем-



пературы окружающей среды. Таким образом, среднее за период значение температуры двигателя выше температуры окружающей среды.

В этом режиме продолжительность цикла $t_c = t_w + t_0$ не превышает 10 мин и режим характеризуется продолжительностью включения, определяемой в процентах как

$$\Pi \mathbf{B} = \frac{t_w}{t_w + t_0} 100 = \frac{t_w}{t_c} 100.$$
(4.24)

Стандартом предусмотрены следующие продолжительности включения: 15, 25, 40 и 60%. Причём основными номинальными режимами являются ПВ = 25% и ПВ = 40%.

Повторно-кратковременным номинальным режимом работы с частыми пусками (S4) называется режим, при котором интервалы пуска t_s и кратковременной работы с постоянной номинальной нагрузкой t_w чередуются с паузами, в которых двигатель отключается от источника питания. При этом длительности интервалов недостаточны для того, чтобы температуры могли достичь установившихся значений. В этом режиме, в отличие от режима S3, пусковые потери существенно влияют на тепловой режим двигателя.

Этот режим характеризуется относительной продолжительностью включения, числом пусков в час и коэффициентом инерции привода. Относительная продолжительность включения определяется как

$$\Pi B = \frac{t_s + t_w}{t_s + t_w + t_0} 100 = \frac{t_s + t_w}{t_c} 100.$$
(4.25)

Нормированными значениями продолжительности включения являются ПВ=15, 25, 40 и 60%. Нормированное число пусков в час : 30, 60, 120, и 240.

Момент инерции маховых масс при прочих равных условиях определяет длительность пуска и, соответственно, потери в этом режиме. Коэффициент инерции характеризует условия пуска и равен отношению суммарного приведённого момента инерции маховых масс привода J_{Σ} к моменту инерции ротора двигателя J_{m}

$$FI = J_{\Sigma} / J_m. \tag{4.26}$$

Нормированными значениями коэффициента инерции являются: 1,2; 1,6; 3,5; 4; 6,3 и 10.

Повторно-кратковременным номинальным режимом работы с частыми пусками и электрическим торможением (S5). Этот режим отличается от предыдущего тем, что в цикле работы существуют интервалы электрического торможения t_b , предшествующие паузам. Длительности всех интервалов недостаточны для достижения установившихся значений температуры и двигатель работает в квазиустановившемся режиме.

Продолжительность включения определяется как отношение суммарной длительности активных фаз к длительности цикла



$$\Pi B = \frac{t_s + t_w + t_b}{t_s + t_w + t_b + t_0} 100.$$
(4.27)

Все характеристики режима и нормированные значения практически такие же, как у режима *S*4, только из ряда коэффициентов инерции исключены значения 6,3 и 10 и добавлен *FI* = 2.

Перемежающимся номинальным режимом работы (S6) называется режим, при котором кратковременные интервалы работы с номинальной нагрузкой t_w периодически чередуются с интервалами работы двигателя на холостом ходу t_{ll} . Температурный режим здесь также квазиустановившийся, а характеристики и нормированные значения такие же, как у повторно-кратковременного режима S3, от которого этот режим отличается только тем, что вместо отключения двигатель работает на холостом ходу.

Перемежающимся номинальным режимом работы с частыми реверсами (S7) называется режим, при котором кратковременные интервалы работы с номинальной нагрузкой t_w периодически чередуются с интервалами электрического торможения t_w и пуска t_s . Двигатель работает без остановки с тяжелыми переходными режимами реверса, которые существенно влияют на температурный режим. Характеристики и нормированные значения этого режима такие же, как у повторно-кратковременного режима S5, от которого он отличается только отсутствием паузы.

Перемежающимся номинальным режимом работы с двумя или более угловыми скоростями (S8) называется режим, при котором цикл включает интервалы работы на разных скоростях вращения и соответствующие интервалы торможений и разгонов, которые оказывают значительное влияние на температурный режим.

Характеристиками режима являются число циклов в час, коэффициент инерции и относительные продолжительности работы с отдельными скоростями вращения, определяемые для каждой *q*-й скорости по формуле:

$$\Pi B_q = \frac{t_{tpq} + t_{wq}}{t_c} 100, \qquad (4.28)$$

где t_{tpq} – длительность переходного режима разгона или торможения на q-й ступени.

Нормированные значения числа циклов в час и коэффициента инерции в этом режиме такие же, как в режиме *S*5.

Номинальные режимы работы S1, S2 и S3 являются основными при решении практических задач. Существующие методы эквивалентирования работы двигателей по нагреву позволяют успешно осуществлять выбор мощности и перегрузочной способности двигателя, пользуясь только характеристиками этих трёх режимов. Режимы S4 и S5 путём эквивалентных преобразований сводятся к режиму S3, а режимы S6-S8 к длительному режиму S1.



4.5. Расчёт мощности двигателя при продолжительном режиме работы

Значительное число механизмов работает в течение длительного времени с практически постоянной нагрузкой без регулирования скорости. Расчёт мощности двигателя для такого привода очень прост, если известна мощность, потребляемая механизмом. Двигатель с мощностью, равной мощности механизма, будет работать в номинальном режиме и будет полностью использован по нагреву. Если ряд мощностей данного типа двигателей не содержит требуемого значения, то выбирают ближайший больший по мощности.



В некоторых случаях, например, при выборе асинхронного короткозамкнутого двигателя требуется проверка достаточности пускового момента для конкретного механизма, учитывая, что момент трения покоя может существенно превышать нагрузочный момент в движении.

Для многих механизмов существуют эмпирические выражения для расчёта мощности двигателя. Так, например,

мощность двигателя для жидкостного насоса в кВт определяется по формуле

$$P = \frac{V\gamma Hg}{\eta_p \eta_{tr}} 10^{-3},$$

где: *V* – подача насоса в м³; γ – плотность жидкости в кг/м³; Н – высота подъёма в м; g – ускорение силы тяжести; $\eta_p \eta_{tr}$ – КПД насоса и трансмиссии.

Более сложную задачу приходится решать при выборе мощности двигателя для механизма с перемежающейся нагрузкой типов S6...S8. Здесь для предварительно выбранного двигателя нужно вычислить наибольшее превышение температуры в пределах цикла и сравнить его с допустимым превышением для данного класса изоляции.

Однако тепловой расчёт является сложной задачей. Её можно несколько упростить, если учесть, что в установившемся режиме всё тепло, выделяющееся в машине, отдаётся в окружающую среду, т.е.

$$\int_{0}^{t_{c}} \Delta P(t) dt = \int_{0}^{t_{c}} A(t) \tau(t) dt .$$
(4.29)

Если реальную зависимость $\Delta P(t)$ на каждом *i*-м интервале работы с по-

стоянной нагрузкой заменить средним значением $\Delta \overline{P}_i = \frac{\int_{t_{(i-1)}}^{t_i} \Delta P(t) dt}{t_1 - t_{(i-1)}} = \text{const}$ и таким же образом усреднить теплоотдачу $\overline{A}_i = \text{const}$, а также принять, что среднее превышение температуры мало меняется в пределах интервалов и всего цикла $\tau_i = \text{const} = \tau$, то уравнение (4.29) обретёт вид

$$\sum_{i=1}^{n} \Delta \overline{P}_i t_i = \overline{\tau} \sum_{i=1}^{n} A_i t_i .$$
(4.30)

Отсюда среднее превышение температуры

$$\overline{\tau} = \frac{\sum_{i=1}^{n} \Delta \overline{P}_{i} t_{i}}{\sum_{i=1}^{n} A_{i} t_{i}}.$$
(4.31)

Превышение температуры в номинальном режиме равно допустимому значению

$$\tau_N = \frac{\Delta P_N}{A_N} = \tau_{\max} \,. \tag{4.32}$$

Приравняв (4.31) и (4.32) и умножив равенство на номинальный коэффициент теплоотдачи, получим основную формулу выбора мощности двигателя методом средних потерь

$$\Delta \overline{P} = \frac{\sum_{i=1}^{n} \Delta \overline{P}_{i} t_{i}}{\sum_{i=1}^{n} \beta_{i} t_{i}} \leq \Delta P_{N}.$$
(4.33)

где $\beta_i = \overline{A_i} / A_N = \beta_0 + (1 - \beta_0) \omega / \omega_N$ – коэффициент ухудшения теплоотдачи на *i*-м интервале цикла, а β_0 – коэффициент ухудшения теплоотдачи в неподвижном состоянии.

Если на всех интервалах двигатель работает со скоростью вращения близкой к номинальной $\omega \approx \omega_N$ или если двигатель имеет независимую вентиляцию, то выражение (4.33) упрощается

$$\Delta \overline{P} = \frac{1}{t_c} \sum_{i=1}^n \Delta \overline{P}_i t_i \le \Delta P_N, \qquad (4.34)$$

Выбор мощности двигателя методом средних потерь осуществляется по следующему алгоритму:

1) По нагрузочной диаграмме механизма определяют среднюю мощность на валу двигателя. Если двигатель с независимой вентиляцией или работает с постоянной угловой скоростью близкой к номинальной, то средняя мощность равна

$$\overline{P} = \frac{1}{t_c} \sum_{i=1}^{n} P_i t_i \,. \tag{4.35}$$

В случае самовентилируемого двигателя, работающего с различными скоростями, средняя мощность определяется как



$$\overline{P} = \frac{\sum_{i=1}^{n} P_i \frac{\omega_N}{\omega_i} t_i}{\sum_{i=1}^{n} \beta_i t_i}.$$
(4.36)

2) По результату расчёта средней мощности выбирают по каталогу двигатель с номинальной мощностью

$$P_N = k\overline{P}, \qquad (4.37)$$

превышающей среднюю мощность на величину коэффициента запаса k = 1, 1...1, 3. Большие значения коэффициента запаса выбирают при наличии значительных динамических нагрузок.

3) Для каждого интервала постоянной нагрузки по кривым КПД или по справочной таблице каталога определяют потери мощности $\Delta \overline{P}_i$.

4) По выражению (4.33) или (4.34) определяют средние потери в двигателе и сопоставляют их с номинальными

$$\Delta \overline{P} \le \Delta P_N = P_N (1 - \eta_N) / \eta_N.$$
(4.38)

Если средние потери в двигателе ΔP существенно отличаются от номинальных $\Delta \overline{P}_N$ в ту или иную сторону, то выбирают ближайший по мощности двигатель и повторяют расчёт.

Эквивалентный переход от превышения температуры к потерям мощности выполнен при условии $\overline{\tau}_i = \text{const} = \overline{\tau}$, т.е. при условии, что среднее значение превышения температуры мало изменяется в пределах отдельных интервалов работы с постоянной нагрузкой и действительное максимальное превышение температуры мало отличается от среднего $\tau_{\text{max}} \approx \overline{\tau}$. Это справедливо, только если длительность цикла значительно меньше постоянной времени нагрева $t_c \ll T_h$ и число циклов работы q таково, что $qt_c > 4T_h$. Поэтому соблюдение этих условий является обязательным при использовании метода средних потерь.

Во многих случаях без существенно ущерба для результата можно пользоваться методами эквивалентного тока, эквивалентного момента и эквивалентной мощности, полученными на его основе.

Метод эквивалентного тока непосредственно получается из анализа потерь двигателя

$$\Delta \overline{P} = \frac{\sum_{i=1}^{n} \Delta \overline{P}_{i} t_{i}}{\sum_{i=1}^{n} \beta_{i} t_{i}} = \frac{\sum_{i=1}^{n} \left(\Delta \overline{P}_{ci} + I_{i}^{2} R_{i} \right) t_{i}}{\sum_{i=1}^{n} \beta_{i} t_{i}}, \qquad (4.39)$$

где $\Delta \overline{P}_{ci}, I_i, R_i$ – средние постоянные потери, ток и сопротивление при работе на *i*-м интервале цикла.

В то же время, номинальные потери двигателя равны

Усольцев А.А. Электрический привод

 $\Delta \overline{P}_N = \Delta P_{cN} + I_N^2 R_N. \qquad (4.40)$

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ УН

Сопоставляя (4.39) и (4.40) можно получить условие для проверки двигателя по нагреву

$$\Delta \overline{P} = \frac{\sum_{i=1}^{n} \Delta \overline{P}_{ci} t_i}{\sum_{i=1}^{n} \beta_i t_i} + \frac{\sum_{i=1}^{n} I_i^2 R_i t_i}{\sum_{i=1}^{n} \beta_i t_i} \le \Delta P_{cN} + I_N^2 R_N.$$
(4.41)

Если принять, что сопротивление электрических цепей двигателя, в которых рассеивается мощность, мало изменяется в пределах цикла и приблизительно равно номинальному значению, т.е. $R_i \approx R_N = \text{const}$, а также предположить, что средние постоянные потери приблизительно равны номинальным

$$\Delta \overline{P}_{c} = \frac{\sum_{i=1}^{n} \Delta \overline{P}_{ci} t_{i}}{\sum_{i=1}^{n} \beta_{i} t_{i}} \approx \Delta P_{cN},$$

то из условия (4,41) получается условие проверки по эквивалентному току

$$I_{eq} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} I_{i}^{2} t_{i}}{\sum_{i=1}^{n} \beta_{i} t_{i}}} \le I_{N}.$$
(4.42)

Для двигателей, работающих с постоянной скоростью близкой к номинальной или имеющих независимую вентиляцию $\beta_i = 1$ и выражение (4.42) упрощается

$$I_{eq} = \sqrt{\frac{1}{t_c} \sum_{i=1}^{n} I_i^2 t_i} \le I_N.$$
(4.43)

Метод эквивалентного тока предполагает постоянство потерь на возбуждение, потерь в стали, механических потерь и сопротивления главной цепи двигателя на всех интервалах цикла нагрузки.

При неизменном магнитном потоке вращающий момент двигателя пропорционален току силовой цепи M = cI. В этом случае для проверки двигателя можно воспользоваться *методом* эквивалентного момента:

$$M_{eq} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} M_i^2 t_i}{\sum_{i=1}^{n} \beta_i t_i}} \le M_N \xrightarrow{\beta_i = 1} M_{eq} = \sqrt{\frac{1}{t_c} \sum_{i=1}^{n} M_i^2 t_i} \le M_N.$$
(4.44)

Метод эквивалентного момента используется на начальном этапе проектирования для предварительного выбора двигателя, если длительность переход-



ных процессов значительно меньше длительности работы в статических режимах. Эквивалентный момент определяется по нагрузочной диаграмме исполнительного механизма $M_c(t)$, а мощность двигателя выбирается из условия

$$M_{eq}\omega_N \le P_N \,. \tag{4.45}$$

Выбранный предварительно двигатель проверяется затем по нагреву с помощью уточнённой нагрузочной диаграммы или методом средних потерь.

Следует заметить, что для использования метода эквивалентного момента существуют такие же ограничения, как для метода эквивалентного тока, и кроме того требование постоянства магнитного потока во всех режимах.

В случае если нагрузочная диаграмма электропривода задана графиком мощности и при этом между током силовой цепи и мощностью или моментом и мощностью существует линейная зависимость, то выбор и проверку двигателя по нагреву можно производить *методом эквивалентной мощности*. Линейная зависимость мощности от тока или момента возможна при условии работы с постоянной скоростью вращения. Скорость вращения может быть номинальной, но может и отличаться от неё. Тогда мощность на каждом интервале цикла приводят к номинальной скорости вращения $P_{ieq} = P_i \omega_N / \omega_i$. Кроме условия постоянства скорости вращения при использовании метода эквивалентной мощности должны выполняться условия применимости метода эквивалентного тока или метода эквивалентного тока или метода эквивалентного момента.

Эквивалентную мощность определяют по формуле

$$P_{eq} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} \left(P_i \frac{\omega_N}{\omega_i}\right)^2 t_i}{\sum_{i=1}^{n} \beta_i t_i}} \xrightarrow{\beta_i = 1} \sqrt{\frac{\left(\sum_{i=1}^{n} \left(P_i \frac{\omega_N}{\omega_i}\right)^2 t_i\right)}{t_c}} \xrightarrow{\omega_i = \omega_N} \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} P_i^2 t_i}{t_c}} . \quad (4.46)$$

Из всех рассмотренных методов наиболее универсальным и точным является метод средних или эквивалентных потерь. Однако для использования этого метода требуется предварительный выбор двигателя, который можно произвести методом эквивалентного момента или эквивалентной мощности по нагрузочной диаграмме механизма $M_c(t)$ или $P_c(t)$, считая, что момент двигателя равен соответствующим статическим значениям:

$$M_{N} \ge k_{N} \frac{\sum_{i=1}^{n} M_{ci}^{2} t_{i}}{\sum_{i=1}^{n} \beta_{i} t_{i}}; P_{N} \ge k_{N} \frac{\left| \sum_{i=1}^{n} \left(P_{ci} \frac{\omega_{N}}{\omega_{i}} \right)^{2} t_{i} \right|}{\sum_{i=1}^{n} \beta_{i} t_{i}}$$
(4.47)

4.6. Расчёт мощности двигателя при кратковременном режиме работы

При кратковременном режиме работы нагрев двигателя всегда начинается с нулевого превышения температуры и по определению не достигает устано-

вившегося значения τ_{∞} . Поэтому если выбрать мощность двигателя в расчёте на работу в длительном режиме, то допустимое превышение температуры обмоток τ_{max} не будет достигнуто и машина будет недогруженной по нагреву.



При заданной нагрузке P_{kz} и длительности работы t_w до допустимого значения нагреется двигатель меньшей мощности, для которого установившееся превышение температуры при этой нагрузке $\tau'_{\infty} > \tau_{max}$ значительно превосходит допустимое (рис. 4.9, *a*). Таким образом, в кратковременном режиме двигатель будет работать со значительной перегрузкой, тем большей, чем меньше длительность рабочего интервала.

Соотношение между установившимся превышением температуры в длительном τ_{∞} и в кратковременном τ'_{∞} режимах можно установить, исходя из того, что за время t_w двигатель в кратковременном режиме достигает температуры, соответствующей установившемуся значению при длительной работе, т.е.

$$\tau_{\infty}'\left(1-e^{-t_{w}/\overline{T}_{h}}\right)=\tau_{\max}=\tau_{\infty},\qquad(4.48)$$

где $\overline{T}_h = (T_{h0} + T_{he})/2$ – среднее значение постоянной времени нагрева в начале и в конце интервала рабочего времени.

Полагая условия теплоотвода в обоих режимах работы одинаковыми, и с учётом того, что $\tau_{\infty} = \Delta P_N / A$; $\tau'_{\infty} = \Delta P_{kz} / A$, из (4.48) можно найти соотношение потерь мощности в кратковременном ΔP_{kz} и в длительном ΔP_N режимах

$$p_{t} = \frac{\tau_{\infty}'}{\tau_{\infty}} = \frac{\Delta P_{kz}}{\Delta P_{N}} = \frac{1}{1 - e^{-t_{w}/\overline{T}_{h}}},$$
(4.49)

называемое коэффициентом термической перегрузки. Зависимость $p_t(t_w/\overline{T}_h)$ показана на рис. 4.9, б.

Из выражения (4.49) можно найти коэффициент механической перегрузки $p_m = P_{kz} / P_N$ как

$$p_{t} = \frac{\Delta P_{cN} + \Delta P_{vN} \left(P_{kz} / P_{N} \right)^{2}}{\Delta P_{cN} + \Delta P_{vN}} = \frac{a + p_{m}^{2}}{a + 1} \Longrightarrow p_{m} = \sqrt{(1 + a)p_{t} - a}, \qquad (4.50)$$

где $a = \Delta P_{cN} / \Delta P_{vN}$ – соотношение постоянных и переменных потерь при номинальной нагрузке.

Подставляя в (4.50) значение p_t из (4.49), получим зависимость коэффициента механической перегрузки от относительного времени работы $p_m(t_w/\overline{T}_h)$



$$p_m = \sqrt{\frac{1+a}{1-e^{-t_w/\bar{T}_h}} - a}, \qquad (4.51)$$

показанную на рис. 4.9, б.

Постоянные потери в двигателе обычно невелики, и если ими пренебречь, то зависимость $p_m(t_w/\overline{T}_h)$ упростится

$$p_{m} = \sqrt{\frac{1}{1 - e^{-t_{w}/\overline{T}_{h}}}} = \sqrt{p_{t}} .$$
 (4.52)

Режим работы с переменной нагрузкой может рассматриваться как кратковременный, если в конце рабочего интервала температура обмоток двигателя не достигает установившегося значения, а затем двигатель отключается. В этом случае коэффициент механической перегрузки должен определяться по эквивалентной мощности, а коэффициент термической перегрузки по средним потерям.

Коэффициент механической перегрузки определяется перегрузочной способностью двигателей, которая для разных типов машин находится в пределах 1,7...2,5. Эта область помечена на рис. 4.9, δ штриховкой. В пределах области нормальной перегрузочной способности и вне её допустимая механическая перегрузка двигателей, рассчитанных на длительный режим работы, меньше допустимой термической перегрузки, поэтому при работе в кратковременном режиме они всегда будут недогружены по нагреву. Полностью используются по нагреву двигатели специального исполнения, отличающиеся повышенной перегрузочной способностью и рассчитанные на работу в кратковременном режиме с нормированной продолжительностью работы в 10, 30, 60 и 90 минут.

Если время работы двигателя отличается от нормированного значения, то из зависимости $\tau(t)$ можно найти нагрузку, при которой двигатель будет полностью использован по нагреву.

При длительности включения t_w , отличающейся от нормированного значения t_{wN} , и некоторой потере мощности ΔP_{kz} превышение температуры должно быть таким же, как при нормированных значениях, т.е.

$$\tau_{\max} = \frac{\Delta P_{kz}}{A} \Big(1 - e^{-t_w / \overline{T}_h} \Big) = \frac{\Delta P_{kzN}}{A} \Big(1 - e^{-t_{wN} / \overline{T}_h} \Big).$$

Отсюда коэффициент термической перегрузки

$$p_{t} = \frac{\Delta P_{kz}}{\Delta P_{kzN}} = \frac{1 - e^{-t_{wN}/\overline{T}_{h}}}{1 - e^{-t_{w}/\overline{T}_{h}}} = \frac{a + (P_{kz}/P_{kzN})^{2}}{1 + a}$$
(4.53)

и допустимая мощность нагрузки

$$P_{kz} = P_{kzN} \sqrt{(1+a) \frac{1 - e^{-t_{wN}/\bar{T}_h}}{1 - e^{-t_w/\bar{T}_h}} - a} \xrightarrow{a \to 0} P_{kzN} \sqrt{p_t} .$$
(4.54)

4.7. Расчёт мощности двигателя при повторно-кратковременном режиме работы

Работа двигателя в повторно-кратковременном режиме может происходить при постоянной нагрузке, но может также сопровождаться её изменением по какому-либо алгоритму, например, как это показано на рис. 4.10, *а*. Такой режим можно привести к стандартному виду *S*3, если вычислить эквивалентную мощность P_{eq} для рабочего интервала в соответствии с выражением (4.46) и определить эквивалентную продолжительность включения как

$$\Pi B_{eq} = \frac{t_{w\Sigma}}{t_c} \cdot 100,$$

где $t_{w\Sigma} = \sum_{k=1}^{n} t_{wk}$ – суммарное время работы.

В соответствии с определением режима S3 в достаточно удалённых от начала работы привода циклах превышение температуры будет колебаться между конечными значениями для интервалов работы τ_w и паузы τ_0 (рис. 4.10, δ).

При одинаковом теплоотводе в рабочем режиме и в паузе, что соответствует двигателям с независимой вентиляцией, можно записать:

$$\tau_{w} = \tau_{\infty}' \left(1 - e^{-t_{w}/T_{h}} \right) + \tau_{0} e^{-t_{w}/T_{h}}; \ \tau_{0} = \tau_{\max} e^{-t_{0}/T_{h}}$$

$$\bigcup$$

$$\tau_{w} = \tau_{\max} = \tau'_{\infty} \left(1 - e^{-t_{w}/T_{h}} \right) + \tau_{\max} e^{-(t_{w}+t_{0})/T_{h}}$$

Отсюда коэффициент термической перегрузки

$$p_{t} = \frac{\tau_{\infty}'}{\tau_{\max}} = \frac{1 - e^{-(t_{w} + t_{0})/T_{h}}}{1 - e^{-t_{w}/T_{h}}} = \frac{1 - e^{-t_{w}/(\varepsilon T_{h})}}{1 - e^{-t_{w}/T_{h}}},$$
(4.55)

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ У

где $\varepsilon = t_w / t_c$ – относительная продолжительность включения.



Двигатель, предназначенный для длительного режима работы *S*1, в повторно-кратковременном режиме можно использовать с увеличенной нагрузкой, т.к. в период паузы потери в нём отсутствуют. Полное количество тепла, выделяемое двигателем в окружающую среду при номинальном превышении температуры, равно



$$Q_{en} = \Delta P_N t_w + \Delta P_N \beta_0 t_0 = \left(\Delta P_{cN} + \Delta P_{vN}\right) \left(t_w + \beta_0 t_0\right), \qquad (4.56)$$

где ΔP_{cN} , ΔP_{vN} – постоянные и переменные потери мощности.

Если увеличить нагрузку в рабочем интервале, то постоянные потери останутся прежними, а переменные возрастут пропорционально квадрату тока в силовой цепи

$$\Delta P_{v} = \Delta P_{vN} \left(I_{wk} / I_{S1} \right)^{2},$$

где I_{wk}, I_{S1} – ток силовой цепи в повторно-кратковременном и в продолжительном режиме работы.

Среднее количество тепла, выделяющееся за время цикла в двигателе равно:

$$Q_m = \left[\Delta P_{cN} + \Delta P_{vN} \left(I_{wk} / I_{S1}\right)^2\right] t_w.$$
(4.57)

В установившемся тепловом режиме количество тепла, отдаваемого в окружающую среду Q_{en} , равно количеству тепла, выделяющегося в двигателе Q_m . Тогда из (4.56) и (4.57) получим

$$\left(\Delta P_{cN} + \Delta P_{vN}\right)\left(t_{w} + \beta_{0}t_{0}\right) = \left[\Delta P_{cN} + \Delta P_{vN}\left(I_{wk}/I_{S1}\right)^{2}\right]t_{w}$$

$$\downarrow$$

$$\left(\Delta P_{cN} + \Delta P_{vN}\right)\left[1 - \beta_{0}(1 - 1/\epsilon)\right] = \Delta P_{cN} + \Delta P_{vN}\left(I_{wk}/I_{S1}\right)^{2}$$

Отсюда

$$I_{S1} = I_{wk} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\varepsilon + \beta_0 (1+a)(1-\varepsilon)}} \xrightarrow{a=0; \beta_0=1} I_{wk} \sqrt{\varepsilon} \le I_N$$
(4.58)

Для определения тепловой нагрузки на двигатель полученное значение тока для продолжительного режима I_{S1} сравнивается с номинальным током I_N . Если пренебречь постоянными потерями мощности, то определение тока в продолжительном режиме для двигателей с принудительной вентиляцией упрощается, однако позволяет получить удовлетворительный результат с достаточной для практики точностью.

В случае сложной многоступенчатой нагрузки с пусками, торможениями, реверсами или большими инерционными массами механизма приведение к одноступенчатой нагрузочной диаграмме нужно производить с учетом потерь в переходных режимах. Тогда выражение для эквивалентных средних потерь будет иметь вид

$$\Delta \overline{P}_{eq} = \frac{\sum_{i=1}^{o} \Delta \overline{P}_{i} t_{i} + \sum_{k=1}^{q} \Delta A_{tpk}}{\sum_{i=1}^{o} \beta_{i} t_{wi} + \beta_{0} \sum_{j=1}^{p} t_{0j} + \sum_{k=1}^{q} \beta_{k} t_{tpk}},$$



где: ΔA_{tpk} – тепловые потери в *k*-м переходном процессе, продолжающемся в течение времени t_{tpk} при среднем значении коэффициента ухудшения теплоотдачи β_k .

Использование двигателей, рассчитанных на длительный режим работы, в режиме S3 нецелесообразно потому, что, так же как в кратковременном режиме, эти двигатели не могут полностью использоваться по нагреву. Для работы в повторно-кратковременном режиме выпускаются специальные двигатели с нормированной мощностью при определённой продолжительности включения и длительности цикла. Эти двигатели обладают повышенной перегрузочной способностью и пусковым моментом.

Основным значением продолжительности включения, на которое рассчитаны двигатели, для старых серий является 25% ($\varepsilon = 0,25$) и 40% ($\varepsilon = 0,4$) для новых серий. Кроме того, в современных справочных данных приводятся значения мощности, тока и скорости вращения для $\varepsilon = 0,15$; 0,25; 0,6. Длительность цикла для всех продолжительностей включения составляет 10 минут.

Если продолжительность включения соответствует стандартному значению, то выбор мощности двигателя по расчётной мощности нагрузки не составляет труда. Для значений ПВ, отличающихся от стандартных, мощность двигателя может быть определена, исходя из того, что потери при заданной мощности и ПВ Q_{ε} должны быть равны потерям, соответствующим номинальной мощности при стандартной ПВ Q_{ε_N} , т.е.

$$\left(\Delta P_{c}+\Delta P_{\nu\varepsilon_{N}}\right)t_{c}\varepsilon_{N}=\left(\Delta P_{c}+\Delta P_{\nu\varepsilon_{N}}\frac{P_{\varepsilon}^{2}}{P_{\varepsilon_{N}}^{2}}\right)t_{c}\varepsilon.$$

Отсюда можно найти соотношение заданной мощности P_{ε} и мощности при стандартной ПВ $P_{\varepsilon_{v}}$

$$P_{\varepsilon_N} = \frac{P_{\varepsilon}}{\sqrt{\left(a_{\varepsilon_N} + 1\right)\frac{\varepsilon_N}{\varepsilon} - a_{\varepsilon_N}}} \xrightarrow{a_{\varepsilon_N} = 0} P_{\varepsilon}\sqrt{\frac{\varepsilon}{\varepsilon_N}}, \qquad (4.59)$$

где $a_{\varepsilon_N} = \Delta P_c / \Delta P_{v\varepsilon_N}$ – коэффициент постоянных потерь при стандартной ПВ. При пересчёте мощности выбирается стандартное значение ПВ ε_N ближайшее к заданному ε .

4.8. Допустимая частота включений асинхронных короткозамкнутых двигателей

Короткозамкнутые асинхронные двигатели отличаются от остальных типов машин тем, что у них отсутствует возможность рассеяния части мощности скольжения во внешних цепях, и все потери энергии рассеиваются в виде тепла в самой машине, значительно увеличивая её тепловую нагрузку.

Кроме того, сопротивление силовой цепи асинхронного короткозамкнутого двигателя изменяется в переходных процессах пуска торможения и реверсиро-



вания вследствие вытеснения тока в стержнях обмотки ротора. Это исключает возможность использования при выборе двигателя относительно простых методов эквивалентного тока, момента и мощности. Единственным способом проверки двигателей по нагреву является метод средних потерь.

Выбор мощности двигателя, работающего в длительном режиме, обычно не представляет сложности, т.к. влияние потерь в переходных процессах на нагрев обмоток может не учитываться. Двигатели режима S3 рассчитаны на работу в цикле продолжительностью десять минут, в пределах которого производится один пуск и одно торможение, т.е. они рассчитаны на шесть включений и отключений в час. Однако в большинстве случаев продолжительность циклов меньше и число включений в час

$$N = 3600/t_c \gg 6$$
.

значительно больше. При этом влияние потерь в переходных режимах существенно возрастает. В приводах, требующих сотен включений в час, эти потери энергии в основном и определяют тепловой режим машины. Поэтому для короткозамкнутых двигателей, работающих в режимах с интенсивными пусками и торможениями вводится понятие допустимого числа включений в час. Кроме того, в режимах S4, S5, S7 и S8 нормируется коэффициент инерции, т.к. от его величины зависит длительность переходных процессов и, соответственно, величина тепловых потерь в них.

Для анализа влияния параметров электропривода на допустимую частоту включений воспользуемся методом средних потерь. В режиме S5 потери в двигателе при пуске и торможении можно определит как

$$\Delta A_{s} = \frac{J_{\Sigma}\omega_{0}^{2}}{2} \left(1 + \frac{r_{1}}{r_{2}'}\right) \frac{t_{s}}{t_{s0}} + \Delta P_{c}t_{s}; \ \Delta A_{b} = \frac{J_{\Sigma}\omega_{0}^{2}}{2} \left(1 + \frac{r_{1}}{r_{2}'}\right) \frac{t_{b}}{t_{b0}} + \Delta P_{c}t_{b}, \quad (4.60)$$

где: r_2 – усреднённое за время переходного процесса приведённое активное сопротивление обмотки ротора; t_s , t_{s0} , t_b , t_{b0} – длительности пуска и торможения под нагрузкой и на холостом ходу; ΔP_c – мощность постоянных потерь.

Потери энергии в двигателе в установившемся режиме равны $\Delta P_w t_w$. Тогда суммарные потери в двигателе за время цикла –

$$Q_m = \Delta A_s + \Delta P_w t_w + \Delta A_b.$$
(4.61)

Мощность потерь, отдаваемых в окружающую среду двигателем, работающим в длительном установившемся режиме при допустимом превышении температуры, равна ΔP_N , а в паузе – $\beta_0 \Delta P_N$. Можно считать, что в среднем за время переходного процесса в окружающую будет отдаваться мощность $(1+\beta_0)\Delta P_N/2$. Тогда полная энергия, отдаваемая в окружающую среду в режиме S5, равна

$$Q_{en} = \frac{1+\beta_0}{2} \Delta P_N(t_s+t_b) + \Delta P_N t_w + \beta_0 \Delta P_N t_0. \qquad (4.62)$$



В установившемся тепловом режиме $Q_{en} = Q_m$. Выразим длительности цикла, рабочего интервала и паузы через максимальное число циклов в час N_{max}

$$t_c = 3600 / N_{\text{max}}; \ t_w = 3600 \varepsilon / N_{\text{max}} - (t_s + t_b); \ t_0 = 3600(1 - \varepsilon) / N_{\text{max}}.$$

Приравнивая (4.61) и (4.62), подставим в них эти значения и решим полученное уравнение относительно $N_{\rm max}$. В результате

$$N_{\max} = 3600 \frac{\left(\Delta P_N - \Delta P_w\right)\varepsilon + \Delta P_N \beta_0 (1 - \varepsilon)}{\Delta A_s + \Delta A_b - (t_s + t_b) \left[\Delta P_w + (1 + \beta_0)\Delta P_N / 2 - \Delta P_N\right]}$$
(4.63)

У асинхронных короткозамкнутых двигателей третий член знаменателя составляет 2...4% от суммы $\Delta A_s + \Delta A_b$, поэтому выражение (4.63) можно несколько упростить

$$N_{\max} \approx 3600 \frac{\left(\Delta P_N - \Delta P_w\right)\varepsilon + \Delta P_N \beta_0 (1 - \varepsilon)}{\Delta A_s + \Delta A_b}.$$
(4.64)

Из выражений (4.63) и (4.64) следует, что соотношение $\Delta P_N - \Delta P_w$ и $\Delta P_N \beta_0$ определяет степень и характер зависимости N_{max} от є. При $\Delta P_N - \Delta P_w > \Delta P_N \beta_0$ число включений при том же значении є больше, чем при $\Delta P_N - \Delta P_w < \Delta P_N \beta_0$, а при условии $\Delta P_N - \Delta P_w = \Delta P_N \beta_0$ допустимая частота вообще не зависит от продолжительности включения є.

Если двигатель в установившемся режиме двигатель работает с номинальной нагрузкой, то выражение (4.64) упрощается

$$N_{\max} \approx 3600 \frac{\Delta P_N \beta_0 (1 - \varepsilon)}{\Delta A_s + \Delta A_b}.$$
(4.65)

В случае торможения привода за счёт нагрузки или тормозного механизма (режим *S*4) потери энергии в двигателе уменьшаются, и допустимое число включений возрастает. Значение $N_{\rm max}$ можно найти с помощью выражений (4.63)-(4.65), если принять $\Delta A_b = 0$ и $t_b = 0$.



На допустимое число включений большое влияние оказывает суммарный момент инерции маховых масс J_{Σ} и величина скорости холостого хода ω_0 . На рис. 4.11 даны справочные значения допустимого числа включений в час для двигателей серии 5А. Из этого рисунка видно, что с увеличением мощности двигателя потери энергии в переходных режимах значительно возрастают. Двигатели с одной парой полюсов магнитного поля ($z_p = 1$) мощностью 200 кВт допускают только 80 вкл/час, в то время как двигатели мощностью 1,5 кВт – 3900 вкл/час. Увеличение потерь и снижение N_{max} связано с увеличением момента инерции



ротора машины. В то же время снижение скорости холостого хода за счёт увеличения *z*_{*p*} позволяет почти линейно увеличить допустимое число включений.

5. Системы автоматического управления электроприводами

Управление электроприводами заключается в осуществлении пуска, торможения, реверсирования, а также регулирования скорости вращения, ускорения и положения исполнительного механизма в соответствии с требованиями технологического процесса.

Автоматическое управление электроприводами является необходимым условием повышения производительности механизмов и получения продукции высокого качества. В системе управления электроприводом используются релейно-контактные аппараты, усилители, электромашинные и полупроводниковые преобразователи, контроллеры и компьютеры.

Выбор типа устройств и структуры системы управления определяется задачами, которые должен выполнять электропривод.

Современные регулируемые электроприводы строятся на основе полупроводниковых преобразователей и контролеров. На релейно-контактную аппаратуру в таких приводах обычно возлагаются функции подключения питания, защиты, а также ввода первоначальных и конечных команд в систему управления приводом. Однако существует большое количество приводов, не требующих регулирования или регулируемых ступенчато и в небольших пределах. Системы управления такими приводами должны обеспечивать пуск, торможение, реверс, переход с одной ступени скорости вращения на другую по команде оператора или по сигналу рабочей машины в соответствии с ходом технологического процесса. Такие системы управления строятся на релейно-контактной или бесконтактной коммутационной аппаратуре в зависимости от частоты и сложности переключений.

Различают разомкнутые и замкнутые системы управления электроприводами. В разомкнутых системах изменение возмущающих воздействий приводит к изменению режима работы привода. В замкнутых системах существует возможность поддерживать заданный режим работы привода независимо от возмущающих воздействий. В них также существует возможность регулирования координат привода в зависимости от условий его работы.

5.1. Разомкнутые системы автоматического управления

Для автоматического управления электроприводами применяются различные релейно-контактные и бесконтактные аппараты, логические элементы, путевые выключатели, а также вспомогательные электрические машины и аппараты.

Обработка информации практически во всех системах управления осуществляется в форме электрических сигналов. Управляющее воздействие на систему привода также производится путём изменения параметров системы электропитания. В соответствии с этих электрические цепи делятся на две категории: цепи главного тока и вспомогательные цепи. К цепям главного тока отно-



сятся силовые цепи двигателей, генераторов и полупроводниковых преобразователей. Вспомогательные цепи включают катушки релейно-контактной аппаратуры, вспомогательные контакты контакторов и контакты реле. Кроме того, к вспомогательным цепям относятся цепи сигнализации, защиты и блокировки.

5.1.1. Типовые узлы и схемы систем управления двигателями постоянного тока

Управление пуском, реверсом и торможением двигателей постоянного тока в большинстве случаев осуществляется в функции времени, скорости, тока или пути. Рассмотрим несколько типовых схем, в которых реализуются эти режимы.

На рис. 5.1 показана схема пуска двигателя постоянного тока независимого возбуждения в функции времени.

Обмотка возбуждения двигателя глухо подключена к шинам питания сети постоянного тока, что исключает аварийную возможность работы двигателя с разомкнутой цепью возбуждения.

Силовую цепь системы управления образует якорь двигателя с последовательно включенным пусковым токоограничивающим сопротивлением R_z и замыкающий главный контакт линейного контактора *KM*. Пусковое сопротивление шунтировано замыкающим главным контактом контактора *KM*1. Контактор *KM* обеспечивает питание цепи якоря, а контактор *KM*1 – отключение пускового сопротивления через определённый промежуток времени, задаваемый настройкой реле *KT*. Кроме силового контактор *KM* имеет также замыкающий и размыкающий вспомогательные контакты. Первый выполняет функцию блокконтакта кнопки *SB*1 (пуск), а второй включает выдержку времени.



Рис. 5.1

При подключении схемы к источнику питания происходит возбуждение двигателя и срабатывание электромагнитного реле KT, размыкающий контакт которого с замедлением при возврате отключает питание катушки контактора KM2. Время замедления настраивается таким образом, чтобы оно соответствовало скорости вращения или току якоря, при которых должно отключиться пусковое сопротивление.

Управление двигателем осуществляется кнопками SB1 и SB2 (остановка, стоп). Выбор кнопок в качестве аппаратуры управления является обязательным для обеспечения безопасности эксплуатации привода, т.к. нажатие является самым простым и

быстрым движением человека. Кроме того, эти кнопки без фиксации положения, что исключает повторное включения двигателя без команды оператора.

При нажатии кнопки *SB*1 контактор *KM* получает питание и главным контактом подключает к сети цепь якоря двигателя. Одновременно с этим вспомогательный контакт шунтирует кнопку *SB*1, исключая разрыв цепи при её отпус-



кании. Двигатель начинает разгон со включенным пусковым сопротивлением. Срабатывание контактора KM вызывает размыкание цепи питания реле времени KT и, соответственно, замыкание цепи питания катушки контактора KM1, который своим главным контактом зашунтирует пусковое сопротивление. Так как замыкание контактов KT происходит с замедлением, то срабатывание KM1 и отключение пускового сопротивления происходит через некоторое время после включения контактора KM.

Величина сопротивления выбирается из условия ограничения пускового тока максимально допустимым значением, а время отключения из условия снижения его до минимально допустимого значения.

Нажатие на кнопку SB2 (стоп) разрывает цепь питания катушки контактора КМ. Цепь якоря отключается от сети, и схема управления возвращается в исходное состояние, изменить которое может только повторный пуск.

Если в процессе работы двигателя произойдёт отключение питания схемы управления на время, превышающее время возврата контактора KM, или напряжение в сети понизится до уровня, соответствующего току отпускания этого контактора, то произойдёт отключение двигателя точно так же, как если бы была нажата кнопка SB2. После этого повторный запуск будет возможен только после устранения неисправности питания. Таким образом, электромагнитные реле схемы управления помимо своих основных функций обеспечивают также защиту двигателя от работы при пониженном напряжении.



Рис. 5.2

Для переключения ступеней пускового резистора в качестве сигнала управления можно использовать ЭДС якоря, пропорциональную скорости вращения. Причём, если не учитывать падение напряжения на активном сопротивлении, то ЭДС будет равна напряжению на якоре. На рис. 5.2 показана схема устройства управления пуском двигателя в две ступени и динамического торможения в функции времени. Катушки контакторов КМ1 и КМ2, шунтирующих главными контактами пусковые резисторы R_{z1} и R_{z2} , подключены параллельно щёткам двигателя через регулировочные резисторы R_{c1} и R_{c2} . С их помощью можно настроить напряжение срабатывания каждого контактора на нужное значение величины ЭДС (скорости), при ко-

торой будет отключаться соответствующая часть пускового резистора. Причём увеличение сопротивления повышает напряжение срабатывания, т.к. усилие электромагнита, вызывающее замыкание или размыкание контактов, определяется величиной тока в катушке.



Режим динамического торможения создаётся шунтированием якоря резистором R_b , подключение которого осуществляется главным замыкающим контактом контактора торможения *KM*3. Длительность торможения определяется настройкой реле времени *KT*, замыкающий контакт которого включён в цепь питания катушки контактора *KM*3.

После подключения к источнику питания двигатель возбуждается, а все элементы схемы управления остаются в исходном состоянии. Пуск производится нажатием на кнопку *SB*1, после чего срабатывает контактор *KM*, цепь якоря через главный контакт *KM* подключается к сети и начинается разгон двигателя с полностью включенным пусковым резистором $R_{z1} + R_{z2}$. По мере увеличения скорости вращения напряжение на щётках растёт и при скорости $\omega_1 \equiv E_{a1}$ срабатывает контактор *KM*1, шунтируя первую ступень резистора R_{z1} . При скорости $\omega_2 \equiv E_{a2}$ срабатывает контактор *KM*2. Пусковой резистор оказывается полностью шунтированным и двигатель выходит на естественную характеристику.

В течение всего времени работы двигателя катушка реле времени KT остаётся подключённой к сети через вспомогательный переключающий контакт KM. Поэтому контакт реле KT также остаётся замкнутым, но это не влияет на состояние контактора KM3, т.к. цепь его катушки разомкнута вспомогательным контактом KM.

Отключение двигателя происходит с переходом к режиму динамического торможения. При нажатии на кнопку SB2 (стоп) размыкается цепь питания катушки контактора KM и цепь якоря отключается от сети. Одновременно через переключающий контакт KM включается контактор KM3, шунтируя якорь через свой главный контакт тормозным резистором R_b , и отключается питание реле времени KT. Однако размыкание контакта реле KT и отключение контактора торможения KM3 произойдёт только с выдержкой времени, соответст-



Рис. 5.3

вующей настройке. После окончания торможения схема управления возвращается в исходное состояние.

Режим динамического торможения при отключении двигателя можно реализовать также в функции ЭДС так, как это показано на рис. 5.3. Здесь пуск двигателя осуществляется в функции времени в одну ступень аналогично схеме на рис. 5.1.

Шунтирование якоря резистором R_b при динамическом торможении происходит с помощью главного контакта контактора KM2, катушка которого подключена к щёткам двигателя через вспомогательный размыкающий контакт KM. Этот контакт предотвращает возможность включения контактора KM2 во время работы двигателя.

После нажатия на кнопку *SB*2 линейный контактор *KM* и цепь якоря двигателя отключаются т сети, а катушка контактора тор-



можения KM2 подключается к щёткам якоря. Под действием ЭДС якоря в цепи катушки KM2 возникает ток, его контакт замыкается и подключает тормозной резистор R_b . Процесс торможения продолжается до тех пор, пока скорость вращения и величина ЭДС не понизятся до уровня, при котором ток катушки контактора KM2 окажется меньше тока отпускания.



В качестве примера рассмотрим работу схемы управления пуском двигателя постоянного тока последовательного возбуждения в функции тока якоря, показанную на рис. 5.4.

Здесь катушка реле тока KA включена последовательно в цепь якоря двигателя, а её размыкающий контакт — в цепь питания контактора KM1, управляющего пусковым резистором R_z . Реле KA настраивается таким образом, чтобы ток отпускания соответствовал нижней границе переключения.

Правильная работа схемы на рис. 5.4 возможна, только если реле тока *КА* при включении будет срабатывать до того, как включится контактор *КМ*1. Для

надёжного обеспечения этого условия в схеме используется дополнительное реле KV с замедленным временем срабатывания, замыкающий контакт которого включён в цепь питания катушки KM1. При включении линейного контактора KM ток в цепи якоря двигателя значительно превышает ток срабатывания реле KA. Оно включается и разрывает цепь катушки KM1 до того, как сработает реле KV и соединит эту цепь с источником питания. Поэтому контактор KM1 остаётся отключённым, а пусковой резистор R_z введённым в цепь якоря до тех пор, пока ток катушки реле KA не уменьшится до величины тока отпускания. После чего размыкающий контакт реле KA замкнётся, контактор KM1 включится и зашунтирует пусковой резистор R_z . При этом вспомогательный замыкающий контакт реле тока KA, исключая возможность повторных отключений контактора при случайных бросках тока якоря.

Значительно более сложные задачи управления двигателем постоянного тока независимого возбуждения решаются с помощью схемы на рис. 5.5. Она позволяет осуществить реостатный пуск и реверс.

В этой схеме для подключения якоря к сети используются два контактора *KM*1 и *KM*2, главные контакты которых соединены в мостовую схему. В диагональ моста включён якорь двигателя. Переключение контакторов изменяет полярность напряжения на якоре.

В цепь якоря включён токоограничивающий резистор с отводами. Управление резистором осуществляется контакторами *KM*3 и *KM*4 таким образом, что в режиме пуска подключается только часть резистора R_{z1} , а при торможении противовключением – весь резистор, т.е. $R_{z1} + R_{z2}$.



Контакторы *KM*3 и *KM*4 включаются через замыкающие контакты реле *KV*1 или *KV*2. Катушки реле подключены к питанию через отвод на резисторе противовключения R_{z2} . Сопротивление между отводом и отрицательной шиной питания выбирается таким, чтобы падение напряжения на нём, создаваемое током якоря в режиме противовключения, исключало возможность срабатывания реле *KV*1 и *KV*2, а в двигательном режиме было недостаточным для блокировки срабатывания. Иначе говоря, это сопротивление должно обеспечивать срабатывание реле *KV*1 и *KV*2 при токе $I_a \leq I_s = U_d / r_a$, где U_d и r_a – напряжение сети и сопротивление якоря.



В цепь питания катушки пускового контактора KM4 кроме контактов реле KV1 и KV2 включен также размыкающий контакт реле времени KT, с помощью которого осуществляется задержка отключения пускового резистора R_{z1} аналогично схеме управления на рис. 5.1. Питание катушки реле KT в этой схеме, в отличие от рассмотренных ранее схем, отключается не разрывом цепи, а шунтированием её контактом KM3.

Для пуска двигателя в одном из направлений используются кнопки SB1 и SB2. В отличие от предыдущих схем управления эти кнопки имеют два механически и электрически соединённых контакта, т.е. по сути, переключающий контакт. Замыкающий контакт каждой кнопки соединён последовательно с размыкающим контактом другой. Этим исключается возможность

одновременного включения контакторов прямого и обратного вращения.

Пуск двигателя в любом направлении осуществляется в одну ступень в функции времени. При нажатии, например, кнопки SB1 срабатывает контактор KM1 и подключает якорь к сети. Одновременно за счёт падения напряжения на R_{z2} срабатывает реле времени KT и разрывает цепь катушки пускового контактора KM4. С некоторым запаздыванием затем включается реле KV1 и замыкает цепь питания контактора противовключения KM3, что приводит к шунтированию сопротивления R_{z2} , отключению реле KT и началу отсчёта выдержки времени. Двигатель разгоняется со включённым пусковым резистором R_{z1} . По окончании задержки контакт KT замыкается, контактор KM4 включается и



шунтирует пусковой резистор, выводя двигатель на естественную характеристику.

Для реверса необходимо нажать кнопку SB2, в результате чего отключатся контакторы KM1, KM4 и реле KV1 и включится контактор KM2. Напряжение на якоре изменит полярность и двигатель перейдёт в режим торможения противовключением с суммарным токоограничивающим сопротивлением $R_{z1} + R_{z2}$. При этом включится также реле времени KT, а реле KV2 останется отключённым до тех пор, пока скорость двигателя не снизится почти до нуля. После этого оно включится и запитает катушку контактора KM3. В результате резистор R_{z2} будет зашунтирован, начнётся отсчёт времени пуска и двигатель будет разгоняться в противоположную сторону по описанному выше алгоритму.

5.1.2. Типовые узлы и схемы систем управления асинхронными двигателями

Релейно-контактные схемы управления асинхронными двигателями строятся по тем же принципам, что и схемы управления двигателями постоянного тока.

На рис. 5.6 показана простейшая схема управления асинхронным короткозамкнутым двигателем с помощью магнитного пускателя. Он представляет собой контактор переменного тока *KM*, два тепловых реле *KK* и две кнопки управления *SB*1, *SB*2, объединённые в одном корпусе.



Эта схема позволяет осуществить прямой пуск двигателя и отключение его от сети. Кроме того, в схеме предусмотрена защита двигателя плавкими предохранителями FA от коротких замыканий и тепловыми реле KK от перегрузки. Размыкающий контакт тепловых реле KK после срабатывания защиты обычно фиксируется в разомкнутом состоянии и возвращается исходное состояние вручную. Это позволяет различить отключение двигателя вследствие понижения напряжения в сети и в результате перегрузки, а также дополнительно обращает внимание оператора на аварийную си-

туацию в приводе.

Если выключатель QF включён, то для пуска двигателя достаточно нажать кнопку SB1. При этом получает питание катушка контактора KM, замыкаются его главные контакты в силовой цепи и статор двигателя подключается к сети. Одновременно замыкающий вспомогательный контакт KM блокирует кнопку SB1 и её больше не нужно удерживать в нажатом состоянии, т.к. цепь питания катушки контактора замыкается через собственный контакт.

Нажатием кнопки *SB*2 цепь питания катушки контактора размыкается, он отключается от сети и размыкает при этом цепь статора. Двигатель останавливается выбегом под действием нагрузки на валу.



Аналогично действует тепловая защита, размыкающий контакт которой включён последовательно С SB2 кнопкой (стоп). Отключение двигателя происходит, если ток статора в течение определённого времени, соответствующего времятоковой характепревышает ристике, значение, на которое

рассчитан тепловой расцепитель реле *КК*. Несмотря на то, что тепловая защита настраивается на величину тока, превышающего номинальное значение на 10...15%, отключения двигателя при пуске, когда ток статора в 5...7 раз больше номинального, не происходит, т.к. время срабатывания этой защиты значительно больше длительности пускового режима.

Реверс асинхронного двигателя обеспечивается реверсивным магнитным пускателем, схема которого показана на рис. 5.7. В отличие от простого нереверсивного он имеет два линейных контактора *KM*1 и *KM*2, каждый из которых обеспечивает питание двигателя с разным порядком чередования фаз. Чтобы исключить возможность короткого замыкания при одновременном включении контакторов в цепи питания катушек каждого из них последовательно включён дополнительный размыкающий контакт другого. Кроме этого в магнитном пускателе с этой же целью предусмотрена механическая блокировка кнопок.

Включение двигателя для одного из направлений вращения производится нажатием кнопки *SB*1 или *SB*2. Катушка соответствующего контактора подключается к источнику питания, а замыкающие главные контакты присоединяют двигатель к сети.

Для изменения направления вращения необходимо сначала нажать кнопку *SB3*, что приведёт к отключению работающего контактора, а затем соответствующей кнопкой (*SB*1 или *SB*2) включить двигатель для движения в другом направлении. При этом скорость вращения его начнёт снижаться и если в момент остановки снова нажать кнопку *SB3* (стоп), отключив тем самым работающий контактор, то двигатель окажется отключённым от сети. Если же не отключать питание, то двигатель после остановки разгонится и будет вращаться в противоположную сторону.





Силовая схема на рис. 5.7 отличается от схемы рис. 5.6 использованием автоматического выключателя вместо плавких вставок *FA*. Применение автоматического выключателя исключает возможность работы двигателя с обрывом одной фазы питания, что может произойти при сгорании плавкой вставки в случае однофазного короткого замыкания. Кроме того, восстановление работоспособности автоматического выключателя после срабатывания защиты не требует замены его элементов.

Автоматические выключатели могут иметь электромагнитные расцепители, отключающие цепь в течение нескольких миллисекунд, либо тепловые расцепители, либо те и другие вместе. На рис. 5.8 показаны времятоковые характеристики автоматических выключателей с обоими типами расцепителей. Участок *ab* соответст-

вует защите тепловым расцепителем, а участок cd – электромагнитным. Электромагнитные расцепители в зависимости от класса автомата (A, B, C, D) имеют нерегулируемый порог отключения, равный трёх-, пяти-, десяти- и двадцатикратному номинальному току. Для исключения срабатывания защиты в переходных режимах в электроприводе применяются автоматические выключатели класса C, а в приводах с тяжёлыми условиями работы – класса D. Асимптотой времятоковой характеристики теплового расцепителя является номинальное значение тока. Однако большая крутизна характеристики в области 10...15% перегрузок не всегда обеспечивает надёжную защиту. Поэтому наряду с автоматическими выключателями в электроприводе используются также тепловые реле или электронные устройства защиты с позисторами в качестве датчиков температуры.

Релейно-контактные системы используются также для управления двухскоростными двигателями (рис. 5.9). Соединение обмоток статора в двойную звезду и получение высокой скорости вращения осуществляется включением контактора *КМ4*. Низкая скорость вращения получается при соединении обмоток треугольником с помощью контактора *КМ3*.

Контакторы *KM*1 и *KM*2 в этой схеме работают так же, как в схеме на рис. 5.7 и обеспечивают реверс двигателя.

Для обеспечения возможности независимого переключения направления и скорости вращения двигателя в схеме на рис. 5.9 используются кнопки с двумя разнотипными контактами (с переключающим контактом). Размыкающие контакты кнопок перекрёстно последовательно включены в цепи катушек контак-



торов, реализующих инверсную функцию. Тем самым в каждой паре при нажатии на кнопку обеспечивается отключение работающего контактора и беспрепятственный переход к новому режиму работы.



Пуск двигателя возможет только после предварительного выбора схемы соединения обмоток путём нажатия кнопок SB3 или SB4. После срабатывания одного из контакторов скорости вращения (KM3 или KM4) включается вспомогательное реле KV, контакты которого замыкают цепи питания катушек контакторов направления вращения KM1 и KM2, снимая тем самым блокировку замыкающих контактов кнопок выбора направления вращения SB1 и SB2. Однако после первого включения возможно изменение скорости вращения, т.е. схемы соединения, и направления вращения без остановки двигателя.



Режим динамического торможения в асинхронном приводе можно создать с помощью источника постоянного тока, например, в виде диодного моста Vна рис. 5.10.

Пуск двигателя в этой схеме осуществляется прямым включением в сеть через главные контакты линейного контактора *KM*. Одновременно вспомогательный размыкающий контакт разрывает цепь питания катушки контактора торможения *KM*1, блокируя



его включение при работе двигателя, а замыкающий контакт включает питание реле времени *KT*.

При нажатии на кнопку SB2 (стоп) линейный контактор KM отключается и разрывает цепи питания двигателя и реле времени KT. При этом через вспомогательный размыкающий контакт KM и замкнутый на момент начала торможения замыкающий контакт реле KT катушка контактора торможения KM1 подключается к источнику питания. Это приводит к подключению диодного моста V к обмотке статора двигателя.

Через некоторое время, соответствующее настройке замедлителя реле *KT*, его замыкающий контакт в цепи катушки контактора торможения *KM*1 разомкнётся. Это приведёт к отключению статора от диодного моста и возврату схемы в исходное положение.

Интенсивность динамического торможения регулируется резистором *R*, ограничивающим величину постоянного тока.

Существенным недостатком всех схем управления в функции времени является отсутствие связи между алгоритмом управления и состоянием привода. Любое возмущение в виде изменения параметров нагрузки будет приводить к несоответствию настроек интервалов времени и длительности переходных режимов пуска торможения и реверса, что в некоторых случаях может создавать аварийные ситуации. Исключить такую возможность позволяет использование простейших датчиков движения, например, центробежных реле.



На рис. 5.11 показана схема управасинхронным ления двигателем с прямым пуском и торможением противовключением. В отличие от схемы на рис. 5.10 здесь на валу двигателя установлено центробежное реле SR, замыкающий контакт которого включён в

цепь питания катушки контактора торможения КМ2.

Цепи питания катушек линейного контактора *KM*1 и контактора торможения *KM*2 взаимно блокированы вспомогательными размыкающими контактами для исключения их одновременного срабатывания, т.к. это приводит к короткому замыканию трёхфазной сети.

После начала вращения двигателя контакт центробежного реле замыкается и остаётся в этом положении практически до его остановки. Несмотря на это контактор торможения *KM*2 не включается, т.к. цепь питания его катушки разомкнута контактом *KM*1.



При нажатии на кнопку SB2 (стоп) линейный контактор отключается и отключает статор двигателя от сети. Одновременно своим вспомогательным контактом он замыкает цепь питания катушки контактора торможения KM2. Это приводит к подключению статора к сети с обратным порядком чередования фаз и переходу двигателя в режим торможения противовключением.

При скорости вращения близкой к нулю замыкающий контакт реле *SR* разомкнётся, контактор торможения отключится от питания и отключит двигатель от сети. Схема вернётся в исходное положение и будет готова к следующему пуску.

Управление асинхронными двигателями с фазным ротором является более сложной задачей. Здесь также как в двигателях постоянного тока формируется не только режим торможения, но и режим пуска.

На рис. 5.12 в качестве примера показана схема одноступенчатого пуска в функции времени и торможения противовключением в функции ЭДС ротора. В качестве пусковых используются резисторы R_{z1} , а при торможении в цепь ротора включаются суммарные резисторы $R_{z1} + R_{z2}$.

Цепь питания катушки линейного контактора прямого вращения *KM*1 блокирована вспомогательным размыкающим контактом контактора обратного вращения *KM*2. Блокировка же цепи питания его катушки осуществляется замыкающим контактом реле торможения *KV*.



Управление peторможения жимом осуществляется С помощью реле KV. Его катушка питается через мостовой выпрямитель V2 линейным напряжением ротора двигателя, величина которого пропорциональна скольжению. С П0мощью регулировочрезистора ного R питания цепь настраивается так, чтобы реле *KV* срабатывало только при

скольжении больше единицы, т.е. в режиме противовключения. Замыкающий контакт реле KV включен последовательно в цепь блокировки замыкающего контакта кнопки *SB2* (стоп). Это позволяет в конце торможения отключить блокировку кнопки, создаваемую замыкающим контактом *KM2*.



При нажатии кнопки SB1 включается линейный контактор KM1, двигатель подключается к трёхфазной сети и начинается его разгон. Одновременно через вспомогательный замыкающий контакт KM1 включается контактор KM4 и своими контактами шунтирует резисторы R_{z2} . Пусковые резисторы R_{z1} при этом остаются включёнными, т.к. цепь питания катушки пускового контактора KM3 разомкнута контактом реле времени KT. При включении линейного контактора KM1 отключается питание реле времени, которое работает с замедлением при отпускании, поэтому контактор KM3 включится и накоротко замкнёт цепь ротора двигателя с задержкой на время настройки реле.

Процесс торможения начинается с нажатия кнопки SB2 (стоп). При этом контактор прямого вращения отключается и включается контактор KM2. Магнитное поле двигателя меняет направление вращения, и он переходит в режим противовключения. Одновременно с этим отключается питание катушек контакторов KM3 и KM4, что приводит к размыканию их контактов, шунтирующих резисторы в цепи ротора, т.е. торможение в отличие от пуска происходит с полностью включённым сопротивлением.

Изменение направления вращения магнитного поля вызывает почти двукратное увеличение ЭДС ротора и срабатывание реле KV, замыкающий контакт которого вместе со вспомогательным контактом KM2 блокирует замыкающий контакт кнопки SB2, обеспечивая питание катушки контактора торможения KM2 и после отпускания кнопки.

После снижения скорости вращения почти до нуля реле KV отключится и своим замыкающим контактом разомкнёт цепь питания катушки контактора торможения KM2. В результате двигатель отключится от сети, и схема придёт в исходное положение для последующего пуска.

5.1.3. Типовые узлы и схемы систем управления синхронными двигателями

Схемы управления синхронными двигателями помимо обычных операций включения и отключения должны обеспечивать также процесс синхронизации с сетью. Для этого на начальном этапе пуска обмотка возбуждения должна быть обесточена и замкнута на разрядный резистор, сопротивление которого в 5...10 раз превышает сопротивление обмотки. При достижении подсинхронной скорости вращения, составляющей примерно 0,95 от синхронной, резистор нужно отключить, а обмотку подключить к источнику постоянного тока.

На рис. 5.13, a показана схема управления возбуждением синхронного двигателя в функции скорости вращения. Напряжение на разрядном резисторе Rпропорционально ЭДС, наводимой в обмотке возбуждения вращающимся магнитным полем статора, а она, в свою очередь, пропорциональна скольжению ротора. Таким образом, подключив к резистору катушку реле KR, можно так отрегулировать точку подключения, чтобы отпускание реле происходило при подсинхронной скорости.


Срабатывание линейного контактора KM приводит к появлению в двигателе кругового вращающегося магнитного поля, которое наводит в обмотке возбуждения большую ЭДС. Реле скорости KR срабатывает и размыкает цепь питания контактора KM1. В результате разгон двигателя происходит с отключённой от источника питания и замкнутой на разрядный резистор R обмоткой возбуждения.

По мере разгона величина ЭДС и ток в катушке реле *KR* уменьшаются. При подсинхронной скорости реле отключается и включает контактор *KM*1, который подключает обмотку возбуждения к источнику питания.

Аналогичный алгоритм управления можно реализовать в функции тока статора двигателя так, как это показано на рис. 5.13, δ . Ток статора синхронного двигателя в асинхронном режиме изменяется приблизительно пропорционально скольжению. Поэтому для контроля скорости можно использовать реле тока KA, включённое в данной схеме в линейный провод через измерительный трансформатор.

При подключении двигателя к сети происходит срабатывание реле тока KA. Замыкающий контакт реле тока включает реле времени KT, что приводит к разрыву цепи питания и отключению контактора возбуждения KM1. Таким образом, разгон двигателя происходит с замкнутой на разрядный резистор R обмоткой возбуждения.



Рис.5.13

В конце пуска при подсинхронной скорости ток в катушке реле *KA* снижается ниже тока отпускания, оно отключается и отключает питание реле времени. После чего с некоторой задержкой включается контактор *KM*1 и подключает обмотку возбуждения к источнику питания.

Следует заметить, что в обеих схемах контактор возбуждения *KM*1 при подключении обмотки к источнику питания отключает разрядный резистор, снижая тем самым потери энергии в приводе.



5.2. Замкнутые системы автоматического управления

Замкнутые системы управления электроприводами позволяют более точно связать статические и динамические режимы работы привода с требованиями технологического процесса.

Появление и развитие микропроцессоров и силовой электроники привело к практически полной замене аналоговых преобразователей сигналов, а также электромашинных систем и агрегатов, использовавшихся ранее для формирования характеристик электроприводов, системами управления, в которых обработка информации осуществляется средствами цифровой вычислительной техники, а регулирование импульсными полупроводниковыми преобразователями электрической энергии.

5.2.1. Принципы построения замкнутых систем регулируемого электропривода

5.2.1.1. Статические характеристики замкнутых систем



Рис. 5.14

Рассмотрим механические характеристики привода с двигателем постоянного тока независимого возбуждения, структурная схема которого показана на рис. 5.14, *а*.

Цепь якоря двигателя M питается от полупроводникового преобразователя UZ с передаточной функцией $U_a = k_{UZ} U_{in}$.

К валу двигателя M присоединён тахогенератор BR, выходное напряжение которого $U_{\omega} = k_{\omega}\omega$ пропорционально скорости вращения ω .

Разность напряжения с выхода тахогенератора и напряжения U^*_{ω} , пропорционального заданному значению угловой скорости холостого хода, подаётся на вход усилителя с линейной передаточной функцией

 $U_{in} = k_U \Delta U_{\omega} = k_U (U_{\omega}^* - U_{\omega}).$

Таким образом, напряжение в цепи якоря с учётом всей передаточных функций будет

$$U_{a} = k_{UZ}U_{in} = k_{UZ}k_{U}(U_{\omega}^{*} - U_{\omega}) = k_{UZ}k_{U}(U_{\omega}^{*} - k_{\omega}\omega)$$

Подставляя это выражение в уравнение механической характеристики, получим



$$\omega = \frac{U_{\omega}^{*}}{k_{c\omega} + k_{\omega}} - \frac{r_{\Sigma}}{c^{2}(1 + k_{\omega}/k_{c\omega})}M = \omega_{0} - M/h_{\omega}, \qquad (5.1)$$

где: $c = k\Phi_N$ – номинальное потокосцепление якоря; $k_{c\omega} = \frac{c}{k_{UZ}k_U}$; $r_{\Sigma} = r_a + r_{UZ}$ –

суммарное сопротивление цепи якоря, включающее внутреннее сопротивление преобразователя r_{UZ} .

Из уравнения (5.1) следует, что жёсткость механической характеристики в замкнутой системе

$$h_{\omega} = \frac{c^{2} (1 + k_{\omega} / k_{c \omega})}{r_{\Sigma}} > h_{\omega 0} = \frac{c^{2}}{r_{\Sigma}} = h_{\omega} \big|_{k_{\omega} = 0}$$

всегда больше жёсткости характеристики в разомкнутой системе $h_{\omega 0}$ и при прочих равных условиях

$$h_{\omega} = \frac{c^2 (1 + k_{\omega} / k_{c\omega})}{r_{\Sigma}} \xrightarrow{k_U \to \infty} \infty$$

стремится к бесконечности при увеличении коэффициента усиления k_U , т.е. требуемую жёсткость механической характеристики можно получить соответствующим выбором значения k_U .

Скорость холостого хода ω_0 в замкнутой системе определяется сигналом задания U^*_{ω}

$$\omega_0 = \frac{U_{\omega}^*}{k_{c\omega} + k_{\omega}} \xrightarrow{k_U \to \infty} \frac{U_{\omega}^*}{k_{\omega}},$$

причём при достаточно большом коэффициенте усиления k_U сигнал задания равен сигналу на выходе тахогенератора в режиме холостого хода.

Если в уравнение механической характеристики (5.1) подставить выражение для вращающего момента $M = cI_a$, то можно получить уравнение скоростной характеристики в виде:

$$\omega = \frac{U_{\omega}^*}{k_{c\omega} + k_{\omega}} - \frac{r_{\Sigma}}{c(1 + k_{\omega}/k_{c\omega})} I_a.$$
(5.2)

Очевидно, что эти характеристики подобны механическим характеристикам, представленным на рис. 5.14, *б*.

Регулирование скорости вращения в системе на рис. 5.14 происходит следующим образом. Если в статическом режиме работы момент нагрузки увеличится, например, со значения M_{c1} до значения M_{c2} (рис. 5.14, *в*), то скорость вращения начнёт снижаться. При отсутствии в системе управления обратной связи снижение скорости приведёт к уменьшению противо-ЭДС вращения и, следовательно, к увеличению тока якоря, а значит, и вращающего момента двигателя. Процесс будет продолжаться до тех пор, пока момент двигателя не станет равным моменту нагрузки M_{c2} . При этом точка статического режима на



рис. 5.14, *в* переместится из положения *а* в положение *b*. При наличии обратной связи снижение скорости вращения вызовет уменьшение сигнала на выходе тахогенератора U_{ω} и приведёт к увеличению сигнала ошибки ΔU_{ω} . В результате входной сигнал преобразователя U_{in} и, соответственно, напряжение и ток в цепи якоря увеличатся, и состояние равновесия будет достигнуто за счёт перехода на новую механическую характеристику (точка *c* на рис. 5.14, *в*), соответствующую напряжению якоря U_{a2} . Таким образом, внешняя отрицательная обратная связь по скорости путём воздействия на ток якоря через изменение напряжения питания усиливает действие внутренней обратной связи, регулирующей ток якоря и вращающий момент посредством ЭДС вращения.

Механическая характеристика электропривода с замкнутой системой управления представляет собой совокупность точек, принадлежащих множеству искусственных характеристик, формируемых регулирующим воздействием. Поэтому область, в пределах которой может быть сформирована такая характеристика, ограничена на плоскости характеристиками, соответствующими предельным значениям регулируемой величины, а вид характеристики в пределах этой области определяется законом регулирования.



Рис. 5.15

Рассмотрим теперь характеристики системы, в которой преобразователь UZ охвачен отрицательной обратной связью по току якоря, структурная схема которой показана на рис. 5.15, *a*.

Здесь входным сигналом является сигнал задания величины тока якоря U_I^* , значение которого шунтом с сопротивлением r_s преобразуется в напряжение $U_I = r_s I_a$. Сигнал на входе преобразователя и напряжение в цепи якоря равны соответственно

$$U_{in} = k_I \Delta U_I = k_I (U_I^* - U_I) = k_I U_I^* - k_I r_s I_a$$

$$U_a = k_{UZ}U_{in} = k_{UZ}k_IU_I^* - k_{UZ}k_Ir_sI_a$$

С учётом этого из уравнения Кирхгофа для цепи якоря

$$U_a = r_a I_a + E = r_a I_a + c\omega$$

можно получить уравнения механической и скоростной характеристик

$$\omega = \frac{k_{UZ}k_{I}U_{I}}{c} - \frac{r_{\Sigma} + k_{UZ}k_{I}r_{s}}{c^{2}}M = \omega_{0} - M/h_{I}, \qquad (5.3)$$

$$\omega = \frac{k_{UZ}k_{I}U_{I}^{*}}{c} - \frac{r_{\Sigma} + k_{UZ}k_{I}r_{s}}{c}I_{a} = \omega_{0} - cI_{a}/h_{I}.$$
(5.4)



В отличие от системы с обратной связью по скорости здесь с увеличением коэффициента усиления k_1 жёсткость механических характеристик уменьшает-ся

$$h_I = \frac{c^2}{r_{\Sigma} + k_{UZ} k_I r_s} \xrightarrow{k_I \to \infty} 0$$

и при бесконечно большом значении они становятся абсолютно мягкими (рис. 5.15, б).

Пусковой ток и вращающий момент равны соответственно

$$I_{s} = \frac{U_{I}^{*}}{\frac{r_{\Sigma}}{k_{UZ}k_{I}} + r_{s}} \xrightarrow{k_{I} \to \infty} \frac{U_{I}^{*}}{r_{s}};$$

$$M_{s} = \frac{cU_{I}^{*}}{\frac{r_{\Sigma}}{k_{UZ}k_{I}} + r_{s}} \xrightarrow{k_{I} \to \infty} \frac{cU_{I}^{*}}{r_{s}},$$

т.е. при достаточно большом коэффициенте усиления k_1 сигнал задания тока U_1^* равен падению напряжения на сопротивлении шунта r_s в режиме пуска.

Регулирование тока якоря в системе на рис. 5.15 происходит следующим образом. Если в статическом режиме работы момент нагрузки увеличится, например, со значения M_{c1} до значения M_{c2} (рис. 5.15, *в*), то скорость вращения начнёт снижаться. При отсутствии в системе управления обратной связи по току снижение скорости приведёт к установлению нового статического режима при неизменном напряжении в цепи якоря, соответствующего точке b на рис. 5.15, в, совершенно аналогично тому, как это было в системе на рис. 5.14 при разомкнутой обратной связи по скорости. Наличие обратной связи вызовет при снижении скорости вращения уменьшение сигнала рассогласования ΔU_I , т.к. при этом увеличится ток якоря и падение напряжения на шунте U_I . Это приведёт к уменьшению входного сигнала преобразователя U_{in} и, соответственно, напряжения и тока в цепи якоря. В результате новое статическое состояние будет достигнуто за счёт перехода на новую механическую характеристику (точка с на рис. 5.15, в), соответствующую напряжению якоря U_{a2}. Таким образом, в данном случае внешняя отрицательная обратная связь по току ослабляет действие внутренней обратной связи, регулирующей ток якоря и вращающий момент посредством ЭДС вращения.

Используя нелинейные элементы в замкнутой системе управления можно легко получить сложные механические характеристики, например, экскаваторного типа.

На рис. 5.16, *а* показана структурная схема электропривода постоянного тока с экскаваторной механической характеристикой. Она имеет два контура обратных связей. Отрицательная обратная связь внутреннего контура замкнута по току якоря, а наружного – по скорости вращения. Отличие контура обратной



связи схемы на рис. 5.16 от схемы на рис. 5.15 заключается в наличии в нём нелинейного элемента с передаточной функцией

$$k_{cc} = \begin{cases} 0 \Leftrightarrow I_a \leq I_{cc} \\ r_s I_a \Leftrightarrow I_a > I_{cc} \end{cases}$$
(5.5)

называемого узлом токоограничения или узлом токовой отсечки. До тех пор пока ток якоря не превышает уровня тока отсечки I_{cc} напряжение на выходе равно нулю и обратная связь по току разомкнута. При $I_a > I_{cc}$ обратная связь замыкается и на выходе узла отсечки появляется сигнал $U_I = r_s I_a$.

В контур регулирования скорости системы управления на рис. 5.16, *а* включён блок насыщения, ограничивающий коэффициент усиления *k*_U

$$k_{cs} = \begin{cases} k_U \Leftrightarrow \Delta \omega < \Delta \omega_{cs} \\ k_{U \max} \Leftrightarrow \Delta \omega \ge \Delta \omega_{cs} \end{cases}$$
(5.6)





В случае снижения скорости вращения до значения, соответствующего границе допустимой статической ошибки $\Delta \omega = \omega_0 - \omega \ge \Delta \omega_{cs}$, об-

 $\Delta \omega = \omega_0 = \omega \ge \Delta \omega_{cs}$, ооратная связь по скорости вращения отключается, и сигнал задания тока остаётся постоянным $U_I^* = \text{const}$

Таким образом, область механических характеристик границами нелинейностей

системы управления делится на три зоны. При малых нагрузках и токах двухконтурная система управления работает с разомкнутым контуром регулирования тока в точности так, как работает система на рис. 5.14. Эта зона I характеризуется большой жёсткостью механических характеристик. При увеличении тока якоря до уровня тока отсечки I_{cc} обратная связь внутреннего контура замыкается, и характеристики становятся мягче (зона *II* на рис. 5.16, б). При дальнейшем увеличении тока снижении скорости ниже значения И $\omega < \omega_0 - \Delta \omega_{cs}$ перестаёт действовать обратная связь по скорости и двухконтурная система в зоне *III* работает аналогично системе на рис. 5.15 с мягкой характеристикой, ограничивающей величину тока якоря и момента.

Если границы насыщения и тока отсечки совпадают, то механическая характеристика приобретает вид, показанный на рис. 5.16, в, где отсутствует об-



ласть *II* одновременной работы двух контуров регулирования, и в точке *a* сразу происходит переход от режима регулирования скорости к режиму регулирования тока якоря.

Поскольку блок насыщения k_{cs} ограничивает значение статической ошибки, а узел токовой отсечки работает независимо от скорости вращения, то при изменении сигнала задания U_{ω}^{*} граничные точки *a* и *b* сохраняют своё положение относительно точки холостого хода и механические характеристики смещаются эквидистантно.

5.2.1.2. Динамические характеристики замкнутых систем

Системы управления, построенные по типу структурной схемы на рис. 5,16, называются системами подчинённого регулирования с последовательной коррекцией. В таких системах регулирование каждой координаты происходит в собственном замкнутом контуре, поэтому их статические и динамические характеристики можно получить выбором параметров элементов каждой подсистемы в отдельности.

Для получения требуемых свойств контура регулирования сигнал рассогласования или ошибки в каждом из них в общем случае определённым образом математически обрабатывается. Элементы системы управления, выполняющие эти функции, называются регуляторами. Все типы регуляторов, используемые в системах управления электроприводами и реализованные на аналоговых операционных усилителях, приведены в таблице 5.1. Там же приведены условные изображения регуляторов на структурных схемах, которые представляют собой стилизованные переходные функции.

В системе подчинённого регулирования заданное значение регулируемой величины каждого внутреннего контура определяется выходным сигналом регулятора ближайшего внешнего контура, т.е. внутренний контур является подчинённым по отношению к контуру внешнему. В то же время для каждого внешнего контура внутренний контур (или несколько внутренних контуров) является частью объекта регулирования (рис. 5.17).



Рис. 5.17

Структура системы подчинённого регулирования позволяет раздельно регулировать и настраивать каждый контур, начиная с самого внутреннего. Кроме того в ней можно простыми средствами ограничить любую регулируемую координату. Для этого достаточно ограничить выходной сигнал соответствующего регулятора. В аналоговой форме это делается шунтированием обратной связи операционного усилителя двусторонним стабилитроном или двумя стабилитронами, включенными встречно последовательно.

Выбор типа регулятора и расчёт его параметров производят так, чтобы получить технически оптимальный переходный процесс. Технически оптималь-



ным считается переходный процесс, при котором время достижения регулируемой координатой установившегося значения при перерегулировании $\Delta x < 4...10\%$ минимально возможное. Эти требования являются компромиссом между более быстрым процессом, но с большим перерегулированием, и более медленным процессом с меньшим перерегулированием.

Рассмотрим принципы коррекции динамических показателей систем подчинённого регулирования. Пусть объект регулирования описывается передаточной функцией

$$W_o(p) = \frac{\prod_{i=1}^n k_i}{\prod_{j=1}^m (1+T_j p)} = \frac{\prod_{i=1}^n k_i}{\prod_{r=1}^u (1+T_r p) \times \prod_{s=1}^v (1+T_s p)},$$

где $T_r \gg T_s$ – большие и малые постоянные времени элементов объекта.

Предположим, что последовательно в контур объекта включён регулятор с передаточной функцией

$$W_{g}(p) = \frac{\prod_{r=1}^{u} (1+T_{r}p)}{T_{0}p \prod_{i=1}^{n} k_{i}}.$$

Тогда передаточная функция разомкнутого контура будет иметь вид:

$$W_{x}(p) = W_{g}(p) \cdot W_{o}(p) = \frac{1}{T_{0}p \prod_{s=1}^{\nu} (1+T_{s}p)}.$$
(5.7)

Таким образом, введением регулятора с соответствующими параметрами из передаточной функции исключаются u инерционных звеньев, обладающих большими и средними постоянными времени, а также n частных коэффициентов, благодаря чему все показатели регулирования в выражении (5.7) определяются только постоянными времени. Кроме того, для повышения точности регулирования в передаточную функцию вводится интегрирующее звено с постоянной времени T_0 и контур регулирования приобретает астатизм первого порядка.

В передаточной функции контура (5.7) остались некомпенсированными v малых постоянных времени. Пытаться компенсировать их нецелесообразно, т.к. реализовать это на практике сложно, а влияние элементов с малой инерционностью на качество переходного процесса невелико. Поэтому совокупность v звеньев можно заменить одним апериодическим звеном с суммарной постоянной времени T_{μ} , т.е. принять

$$\prod_{s=1}^{\nu} (1+T_s p) \approx (T_{\mu} p+1),$$

где $T_{\mu} = \sum_{s=1}^{\nu} T_s$. Тогда передаточную функцию (5.7) с достаточной для инженерной практики точностью можно будет представить в виде

$$W_{x}(p) = \frac{1}{T_{0}p(T_{\mu}p+1)}.$$
(5.8)

Отсюда передаточная функция замкнутого контура регулирования

$$W_{cx}(p) = \frac{1}{T_0 p (T_{\mu} p + 1) + 1}.$$
(5.9)

Корни характеристического уравнения звена с такой передаточной функцией

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_{\mu}} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2T_{\mu}}\right)^2 - \frac{1}{T_0 T_{\mu}}} = \frac{1}{T_0} \cdot \frac{a}{2} \left(-1 \pm \sqrt{1 - \frac{4}{a}}\right),$$

где $a = T_0 / T_{\mu}$ – соотношение постоянных контура регулирования.

Если *a* < 4, то переходный процесс носит колебательный характер. Собственная частота контура равна $\omega_0 = 1/\sqrt{T_0T_{\mu}}$, а коэффициент демпфирования –

 $\delta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_0}{T_{II}}} = \frac{1}{2} \sqrt{a}$. При соотношении постоянных a > 4 переходный процесс

имеет апериодический характер.

Таким образом, величина а определяет как характер переходного процесса в контуре, так и его длительность. Пользуясь соотношением постоянных, передаточную функцию замкнутого контура (5.9) можно преобразовать

$$W_{cx}(p) = \frac{1}{aT_{\mu}p(T_{\mu}p+1)+1}.$$
(5.10)

Если a = 2, то передаточная функция (5.10) приобретает вид

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

х Δx x_{α} t t_1 Рис. 5.18

и при скачкообразном входном воздействии переходный процесс имеет колебательный характер (рис. 5.18) с длительностью $t_1 = 4,7T_{\mu}$ и перерегулированием $\Delta x / x_{\infty} = 0,0433$ Такую настройку регулятора называют настройкой на технический оптимум или оптимум по модулю. Это название связано с тем, что модуль частотной характеристики замкнутого контура близок к единице в широкой полосе частот.

Рассмотрим алгоритм выбора и настройки регуляторов системы подчинённого регулиро-







вания. Пусть внутренний контур на рис. 5.17 настроен в соответствии с (5.10), т.е.

$$W_{cx_1}(p) = \frac{1}{a_1 T_{\mu_1} p(T_{\mu_1} p + 1) + 1},$$
(5.11)

а объект регулирования второго контура соответствует апериодическому звену первого порядка

$$W_{o2}(p) = \frac{k_2}{T_2 p + 1}.$$
(5.12)

Практика разработки электроприводов показывает, что в знаменателе передаточной функции первого контура (5.11) без большой погрешности можно пренебречь слагаемым $a_1 T_{\mu_1}^2 p^2$. Тогда передаточной функцией разомкнутого второго контура регулирования будет

$$W_{x_2}(p) = W_{cx_1}(p) \cdot W_{o2}(p) = \frac{1}{a_1 T_{\mu_1} p + 1} \cdot \frac{k_2}{T_2 p + 1}.$$
 (5.13)

В соответствии с принципами коррекции её желательно привести к виду

$$W'_{x_2}(p) = \frac{1}{a_2 T_{\mu_2} p(T_{\mu_2} p + 1)}.$$
(5.14)

Значит, регулятор второго контура должен иметь передаточную функцию

$$W_{g2}(p) = \frac{W'_{x_2}(p)}{W_{x_2}(p)} = \frac{(a_1 T_{\mu_1} p + 1)(T_2 p + 1)}{k_2 a_2 T_{\mu_2} p(T_{\mu_2} p + 1)} = \frac{T_2 p + 1}{k_2 a_2 a_1 T_{\mu_1} p},$$
 (5.15)

т.е. в контуре с апериодическим звеном для компенсации большой постоянной времени T_2 регулятор должен быть пропорционально-интегральным. Числитель передаточной функции ΠU -регулятора (5.15) соответствует форсирующему звену (T_2p+1). Следовательно, компенсация инерционности объекта происходит за счёт форсирования входного сигнала. Однако такой регулятор при скачкообразном входном воздействии должен формировать импульсный сигнал с бесконечно большой амплитудой. На практике это невозможно, поэтому невозможна и полная компенсация регуляторами этого типа.

Следует заметить, что сигнал на выходе *ПИ*-регулятора остаётся неизменным только в том случае, если входной сигнал равен нулю, а т.к. входным сигналом регулятора является сигнал рассогласования или ошибки, т.е. разность между заданным и текущим значением регулируемой координаты, то установившийся режим в контуре с *ПИ*-регулятором наступает только когда устраняется ошибка регулирования. Такое регулирование называется астатическим.

В результате коррекции передаточные функции разомкнутого и замкнутого второго контура приобретают вид

$$W_{x_2}(p) = \frac{1}{a_2 T_{\mu_2} p(T_{\mu_2} p + 1)} = \frac{1}{a_2 a_1 T_{\mu_1} p(a_1 T_{\mu_1} p + 1)};$$
 (5.16)



$I \cap O \cap O \cap O \cap O \cap O$
--

Тип perулятора	Реализация регулятора на операционном усилителе	$W_g(p) = \frac{u_{out}(p)}{u_{in}(p)}$	Параметры	Обозначение на структурных схемах
П	$\begin{array}{c} R_1 \\ R_2 \\ R_1 \\ R_2 \\ R_2 \\ R_1 \\ R_2 \\$	$-k_{io}$	$k_{io} = \frac{R_2}{R_1}$	
И	$\begin{array}{c} C \\ R \\ u_{in} \\ u_{out} \\ u_$	$-\frac{1}{\tau p}$	$\tau = RC$	
ПИ	R_1 R_2 R_2 u_{out}	$-k_{io}\frac{\tau p+1}{\tau p}$	$k_{io} = \frac{R_2}{R_1}$ $\tau = R_2 C$	
Д	$ \begin{array}{c} C \\ R_1 \\ P \\ u_{in} \\ u_{out} \end{array} $	$-\frac{\tau p}{\tau'+1}$	$\tau = R_2 C$ $\tau' = R_1 C$ $R_1 \ll R_2$	
ПД	$\begin{array}{c} C_1 \\ R_2 \\ R_1 \\ R_1 \\ R_1 \\ R_1 \\ R_1 \\ R_2 \\$	$-k_{io}\frac{\tau p+1}{\tau'+1}$	$k_{io} = \frac{R_2}{R_1 + R_1'}$ $\tau = R_1 C$ $\tau' = \frac{R_1 R_1' C}{R_1 + R_1'}$	
пид	$\begin{array}{c} C_1 & C_2 & R_2 \\ \hline & & & \\ & & \\ & & \\ u_{in} & & \\ & & \\ & & \\ \end{array} $	$-k_{io}\frac{\tau_2+1}{\tau_2p} \times \frac{\tau_1p+1}{\tau_1'+1}$	$ \frac{R_{io} = \frac{R_2}{R_1 + R_1'}}{\tau_1 = R_1 C_1} \\ \tau_2 = R_2 C_2 \\ \tau_2' = \frac{R_1 R_1' C_1}{R_1 + R_1'} $	

Регуляторы систем управления электроприводов

Сокращения названий типов регуляторов: П – пропорциональный;

И – интегральный; ПИ – пропорционально-интегральный;

Д – дифференциальный; *ПД* – пропорционально-дифференциальный; *ПИД* – пропорционально-интегро-дифференциальный.

$$W_{cx_2}(p) = \frac{1}{a_2 a_1 T_{\mu_1} p(a_1 T_{\mu_1} p + 1) + 1}.$$
 (5.17)

Полагая объект третьего контура системы на рис. 5.17 также апериодическим звеном первого порядка

$$W_{o3}(p) = \frac{k_3}{T_3 p + 1},$$

и включив в этот контур ПИ-регулятор с передаточной функцией

$$W_{g3}(p) = \frac{T_3 p + 1}{k_3 a_3 a_2 a_1 T_{\mu_1} p},$$
(5.18)

FOCYTIAPCTBEH

получим передаточную функцию замкнутого внешнего контура в виде

$$W_{cx_3}(p) = \frac{1}{a_3 a_2 a_1 T_{\mu_1} p(a_2 a_1 T_{\mu_1} p + 1) + 1}.$$

Обобщая алгоритм настройки на *n* контуров, получим передаточную функцию *n*-го замкнутого контура вида

$$W_{cx_{n}}(p) = \frac{1}{\prod_{i=1}^{n} a_{i} \left\{ T_{\mu_{1}} p \left[\prod_{j=1}^{n-1} a_{j} \left(T_{\mu_{1}} p \right) + 1 \right] \right\} + 1}.$$
 (5.19)

При настройке всех контуров на технический оптимум a = 2 и

$$W_{cx_n}(p) = \frac{1}{2^n T_{\mu_1} p(2^{n-1} T_{\mu_1} p + 1) + 1}.$$
(5.20)



Следует заметить, что при выводе этого выражения предполагалось, что все некомпенсированные постоянные времени относятся к внутреннему контуру регулирования.

Таким образом, переходные процессы во всех настроенных на технический оптимум контурах системы подчинённого регулирования будут одинаковыми по характеру. Однако быстродействие по мере удаления от внутреннего контура уменьшается, т.к. возрастает некомпенсированная постоянная $T_{\mu_n} = 2^{n-1} T_{\mu_1}$.

В тех случаях, когда требуется более высокая точность регулирования, применяют настройку на симметричный оптимум. Желаемая передаточная функция разомкнутого контура при такой настройке имеет вид:

$$W'_{x}(p) = \frac{4T_{\mu}p + 1}{4T_{\mu}p} \frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p + 1)}.$$
(5.21)

Выражение (5.21) можно распространить на произвольный *n*-й контур, если в него подставить $T_{\mu_n} = 2^{n-1} T_{\mu_1}$.



Название настройки происходит от вида логарифмической амплитудночастотной характеристики, количество сопрягаемых частот и наклон асимптот которой симметричен по отношению к частоте среза 1/(2*T*_µ) (рис. 5.19).

После замыкания контура обратной связью передаточная функция при настройке на симметричный оптимум будет иметь вид:

$$W_{cx}(p) = \frac{4T_{\mu}p + 1}{8T_{\mu}^{3}p^{3} + 8T_{\mu}^{2}p^{2} + 4T_{\mu}p + 1}.$$

При скачкообразном управляющем воздействии перерегулирование по сравнению с настройкой на технический оптимум увеличивается более чем в десять раз и составляет 47%. Увеличивается также и длительность переходного процесса с $t_1 = 4,7T_{\mu}$ до $t_1 = 6,2T_{\mu}$. Перерегулирование уменьшают до 6,2% установкой на входе регулятора фильтра (инерционного звена) с передаточной функцией

$$W_f(p) = \frac{1}{1 + 4T_{\mu}p}$$

При этом время регулирования возрастает до $t_1 = 14, 4T_{\mu}$.

Современные преобразователи систем электропривода имеют встроенные $\Pi U \square$ -регуляторы, для работы которых требуется только ввести в память коэффициенты пропорциональной, интегральной и дифференциальной составляющих (k_p ; k_i ; k_d). Отсутствие какой-либо составляющей соответствует нулевому коэффициенту. Для вычисления коэффициентов передаточную функцию регулятора нужно представить суммой. Например, для регулятора (5.18) эти коэффициенты будут иметь вид:



Рассмотрим в качестве примера синтез регуляторов тока и скорости для системы на рис. 5.16, работающей в зоне *II*, т.е. в области, где оба контура регули-

рования замкнуты. Структурная схема этой системы управления показана на рис. 5.20, *а*.



Пренебрегая влиянием внутренней обратной связи двигателя по ЭДС, контур регулирования момента (тока) можно представить в виде двух апериодических звеньев первого порядка с постоянными времени якоря $T_a = L_a/r_a$ и эквивалентной малой постоянной $T_{\mu} \ll T_a$, учитывающей запаздывание импульсного источника питания и фильтров.

Исходная передаточная функция контура регулирования момента равна

$$W_M(p) = \frac{k \cdot h}{(T_a p + 1)(T_\mu p + 1)},$$

где *k* – передаточный коэффициент преобразователя; *h* – жёсткость естественной механической характеристики.

В результате коррекции желательно получить передаточную функцию вида

$$W'_M(p) = \frac{1}{a_M T_\mu p \left(T_\mu p + 1 \right)}$$

Значит, для компенсации большой постоянной времени T_a регулятор момента должен обладать передаточной функцией

$$W_{gM}(p) = \frac{W'_{M}(p)}{W_{M}(p)} = \frac{(T_{a}p+1)(T_{\mu}p+1)}{kha_{M}T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)} = \frac{T_{a}p+1}{kha_{M}T_{\mu}p}.$$

Тогда передаточная функция разомкнутого контура регулирования момента

$$W_M(p) = \frac{1}{a_M T_\mu p \left(T_\mu p + 1 \right)},$$

а после замыкания:

$$W_{cM}(p) = \frac{1}{a_M T_{\mu} p \left(1 + T_{\mu} p\right) + 1}.$$
 (5.22)



Полагая в выражении (5.22) p = 0, получим для статического режима $M = M^* = \text{const}$, т.е. механические характеристики двигателя абсолютно мягкие и при изменении сигнала задания $M = M^* = \text{const}$ смещаются параллельно (рис. 5.21, *a*). Дина-

мические свойства контура момента (тока) определяются выбором соотноше-

ния постоянных времени a_M . Обычно он настраивается на технический оптимум ($a_M = 2$).

Пренебрегая в выражении (5.22) слагаемым второго порядка, получим упрощённую передаточную функцию замкнутого контура регулирования момента

$$W_{cM}(p) \approx \frac{1}{a_M T_{\mu} p + 1}.$$
 (5.23)

ГОСУЛАРСТВЕННЫЙ У

Структурная схема, соответствующая этой настройке регулятора тока, показана на рис. 5.20, б. В соответствии с ней нескорректированный контур скорости имеет передаточную функцию

$$W_{\omega}(p) = \frac{1}{hT_{m}p(a_{M}T_{\mu}p+1)}.$$
(5.24)

где: $k_m = 1/c$; $T_m \gg 2T_\mu$ – электромеханическая постоянная времени.

Выбором пропорционального регулятора с передаточной функцией

$$W_{g\omega}(p) = \frac{hT_m}{a_{\omega}a_M T_{\mu}}.$$

можно исключить большую постоянную времени и привести передаточную функцию (5.24) к виду

$$W_{\omega}(p) = \frac{hT_{m}}{a_{\omega}a_{M}T_{\mu}} \cdot \frac{1}{T_{m}p(a_{M}T_{\mu}p+1)} = \frac{1}{a_{\omega}a_{M}T_{\mu}p(a_{M}T_{\mu}p+1)}.$$

Тогда окончательно для замкнутого контура скорости получим

$$W_{\omega}(p) = \frac{1}{a_{\omega}a_{M}T_{\mu}p(a_{M}T_{\mu}p+1)+1}$$
(5.25)

или, выбирая настройку контура скорости на технический оптимум и полагая $a_M = a_m = 2$,

$$W_{\omega}(p) = \frac{1}{4T_{\mu}p(2T_{\mu}p+1)+1}.$$
(5.26)

С помощью структурной схемы на рис. 5.20, *б* можно получить уравнение динамической механической характеристики при настройке на технической оптимум в виде

$$M = \frac{\left(\omega_0^* - \omega\right) W_{g\omega}(p)}{2T_{\mu}p + 1} \Longrightarrow \omega = \omega_0^* - \left(2T_{\mu}p + 1\right) \frac{4T_{\mu}}{hT_m} M.$$

Отсюда уравнение статической механической характеристики (p = 0)

$$M = \left(\omega_0^* - \omega\right) W_{g\omega}(0) \Longrightarrow \omega = \omega_0^* - \frac{4T_{\mu}}{hT_m} M.$$
(5.27)

Из уравнения (5.27) следует, что в замкнутой системе регулирования скорости вращения, настроенной на технический оптимум жёсткость механической характеристики зависит от соотношения некомпенсированной и электро-



механической постоянной времени. При $T_m > 4T_\mu$ жёсткость характеристики выше, чем в разомкнутой системе *h*. В случае $T_m = 4T_\mu$ статическая механическая характеристика замкнутой системы такая же, как разомкнутой, если же $T_m < 4T_\mu$, что возможно в мощных приводах с малым моментом инерции маховых масс, то механическая характеристика двигателя в замкнутой системе будет мягче, чем в разомкнутой (рис. 5.21, δ).

Статическую ошибку регулирования скорости вращения можно исключить и получить абсолютно жёсткую механическую характеристику, если для коррекции вместо *П*-регулятора скорости использовать *ПИ*-регулятор. Действительно, если в уравнение (5.27) подставить передаточную функцию *ПИ*-регулятора

$$W_{g\omega}(p) = \frac{4T_{\mu}p + 1}{4T_{\mu}p} \longrightarrow \infty ,$$

то оно при постоянном сигнале задания $\omega_0^* = \text{const}$ будет иметь вид константы

$$\omega_0^* = \omega = \text{const}$$
.

Для ограничения вращающего момента двигателя в контур регулирования скорости после регулятора необходимо включить нелинейное звено типа насыщения

$$k_{s\omega} = \begin{cases} M^* \Leftrightarrow \omega < \omega_s \\ M_s^* \Leftrightarrow \omega \ge \omega_s \end{cases}$$

Уровень насыщения M_s^* определяется из уравнения (5.27) в соответствии с заданной величиной максимального момента $M_{\rm max}$

$$\left(\omega_{0}^{*}-\omega_{s}\right)\frac{hT_{m}}{4T_{u}}=M_{s}^{*}=M_{\max}.$$
 (5.28)

По достижении двигателем скорости вращения ω_s нелинейный элемент насыщается, обратная связь по скорости размыкается, и в системе регулирования работает только контур момента (тока). В результате механическая характеристика обретает вид, показанный на рис. 5.21, δ .

5.2.2. Системы управления скоростью асинхронных двигателей с фазным ротором

Способы регулирования скорости вращения асинхронных короткозамкнутых двигателей были рассмотрены в разделе 2.3. Большая часть из них реализуется в разомкнутых системах управления. Замкнутые системы используются при т.н. векторном управлении, когда путём достаточно сложной математической обработки ток статора раскладывается на составляющие, одна из которых пропорциональна потокосцеплению ротора, а вторая – электромагнитному моменту. Это позволяет использовать для управления двигателем те же принципы



построения систем, которые используются для двигателей постоянного тока независимого возбуждения.



В асинхронных двигателях с фазным ротором существует техническая возможность наблюдения и регулирования координат, непосредственно связанформированием ных С электромагнитного момента. В первую очередь это относится к току ротора, величина которого при постоянном потокосцеплении определяет момент на валу Регулирование двигателя. тока можно осуществлять параметрическим способом путём изменения добавочного сопротивления в цепи ротора или путём регулирования напряжения питания двигателя. Эти способы обладают относительно низкими энергетическими показателями, но просты в

реализации и используются в приводах малой мощности. В приводах средней и большой мощности для регулирования скорости вращения используют асинхронно-вентильные каскады, в которых энергия скольжения с помощью выпрямителя и инвертора возвращается в сеть.

На рис. 5.22, *а* в качестве примера показана структурная схема системы управления с воздействием на добавочное сопротивление в цепи ротора асинхронного двигателя с помощью ключа *S*, управляемого методом широтноимпульсной модуляции. Среднее значение сопротивления в цепи ротора равно

$$r_z = (1 - \gamma) r_z,$$

где: r_z – сопротивление добавочного резистора; $0 \le \gamma = t_i / T_c \le 1$ – относительная длительность замкнутого состояния ключа с периодом коммутации T_c .

При изменении γ у двигателя формируются искусственные механические характеристики, рабочие участки которых непрерывно заполняют область между граничными кривыми, соответствующими длительностям $\gamma = 0$ и $\gamma = 1$ (рис. 5.22, *б*). Эта область является областью регулирования скорости электропривода при управлении ключом.



Как известно вращающий момент асинхронного двигателя при постоянном магнитном потоке определяется величиной тока ротора. При питании от сети величина потокосцепления ротора в пределах номинальной нагрузки изменяется незначительно. Поэтому регулирование тока ротора практически эквивалентно регулированию момента так же, как регулирование тока якоря в некомпенсированных двигателях постоянного тока независимого возбуждения. Значит, систему управления скоростью вращения можно построить аналогично системе управления двигателя постоянного тока, например, с подчинённым контуром регулирования тока ротора (рис. 5.22, a).



Если В контуре регулирования тока ротора (момента) использовать ПИрегулятор (PT), то стахарактеритические стики этого контура будут аналогичны характеристикам системы управления на рис. 5.20. Однако динамические характеристики будут существенно отличаться. Динамика привода будет различной при разных нагрузках, т.к. регулятор тока невозможно настроить на определённый режим вследствие нелинейности функции $I_2 = f(\gamma)$.

В системе управления на рис. 5.22 в контуре регулирова-

ния скорости вращения используется ΠU -регулятор с насыщением, реализуемым с помощью двухстороннего стабилитрона, шунтирующего цепь обратной связи операционного усилителя. Поэтому статические механические характеристики привода абсолютно жёсткие и ограничены максимальным моментом M_s (рис. 5.22, *в*).

Настройку регулятора скорости (*PC*) на определённые динамические показатели здесь также невозможно осуществить вследствие нелинейности механических характеристик.



Регулирование скорости вращения асинхронных двигателей в широком диапазоне возможно также путём широтно-импульсного регулирования напряжения статора, если механические характеристики смягчить включением добавочного сопротивления. На рис. 5.23, *а* показана структурная схема такой системы с симметричными тиристорами в линейных шинах питания, управляемыми фазовым сдвигом импульсов.

Как и в предыдущей схеме, система выполнена двухконтурной. Область регулирования ограничена механическими характеристиками при максимальном и минимальном напряжении статора, а также линией максимально допустимой мощности P_{max} (рис. 5.23, δ). Статические механические характеристики в этой области при использовании ΠU -регулятора скорости абсолютно жёсткие (рис. 5.23, δ).

Динамика привода вследствие нелинейности механических и регулировочных характеристик различна при разных нагрузках и скоростях вращения.



Список литературы

- 1. Булгаков А.А. Частотное управление асинхронными электродвигателями. – М.: Наука, 1966.
- 2. Гейлер Л.Б. Основы электропривода. Мн. «Вышейш. школа», 1972.
- 3. Исследование систем приборного электропривода постоянного тока с транзисторными широтно-импульсными преобразователями/В.А. Толмачёв и др. Л.:ЛИТМО, 1969.
- 4. Ключев В.И. Теория электропривода: Учеб для вузов. М.: Энергоатомиздат, 2001
- 5. Ковчин С.А., Сабинин Ю.А. Теория электропривода: Учебник для вузов. Спб.: Энергоатомиздат, 2000.
- 6. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники: Учебник для вузов. М.: Высш. школа, 1980.
- 7. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник для вузов. – М.: Издательский центр «Академия», 2006.
- 8. Усольцев А.А. Современный асинхронный электропривод оптикомеханических комплексов/Учебное пособие. СПб: СПбГИТМО(ТУ), 2011.
- 9. Чиликин М.Г., Сандлер А.С. Общий курс электропривода: Учебник для вузов. М.: Энергоиздат, 1981.



Введение	3
1. Механика электропривода	5
1.1. Расчётные схемы механической части привода	5
1.1.1. Приведение статических моментов и усилий	5
1.1.2. Приведение маховых масс	8
1.1.3. Приведение жёсткостей связей	11
1.1.4. Получение расчётной схемы кинематической цепи	14
1.1.5. Экспериментальное определение моментов инерции	15
1.1.6. Механизмы с переменными статическими моментами и	
инерционными свойствами	17
1.2. Статические характеристики рабочих машин	19
1.3. Уравнения движения электропривода	22
1.4. Статическая устойчивость электропривода	28
2. Статические характеристики электродвигателей и приводов	31
2.1. Относительные елиницы	32
2.2. Характеристики двигателей и приводов постоянного тока	33
2.2.1. Лвигатели независимого и параллельного возбужления	
2.2.2. Лвигатели послеловательного и смешанного возбужления	
2.2.3. Тормозные режимы двигателей постоянного тока	
2 2 3 1 Рекуперативное торможение	49
2232 Торможение противовключением	50
2233 Линамическое торможение	52
224 Расчёт сопротивлений в якорной цепи	55
2 2 4 1 Расчёт сопротивлений для двигателей независимого	
возбужления	56
2.2.4.2. Расчёт сопротивлений лля лвигателей послеловательного	
возбужления.	
225 Механические характеристики приволов постоянного тока	60
2.2.5.1. Характеристики системы генератор-лвигатель.	60
2.2.5.2. Характеристики приволов с управляемыми выпрямителями	
2253 Характеристики приводов с широтно-импульсными	
преобразователями	77
2 3 Характеристики лвигателей и приволов переменного тока	86
2 31 Математические молели асинхронного лвигателя	87
232 Механические характеристики асинхронного двигателя	
при симметричных режимах	93
2.3.3. Тормозные режимы асинхронных лвигателей	
2.3.3.1. Рекуперативное торможение.	
2.3.3.2. Торможение противовключением	.99
2.3.3.3. Линамическое торможение с возбужлением статора	
ПОСТОЯННЫМ ТОКОМ	100
2.3.3.4. Линамическое торможение с самовозбужлением	
2.3.4. Характеристики асинхронного двигателя при питании от	
источника тока	108
2.3.4.1. Токи намагничивания и ротора	
2.3.4.2. Электромагнитный момент	
2.3.5. Механические характеристики асинхронного двигателя	
при несимметричных режимах	112
2.3.6. Регулирование скорости врашения асинхронных двигателей	
2.3.6.1. Влияние частоты питания на электромагнитные процессы	
2.3.6.2. Законы частотного управления	117
2.3.6.3. Векторное управление асинхронным приводом	122
2.3.6.4. Преобразователи частоты асинхронного привода	125
2.3.6.5. Современные преобразователи для электропривода широкого	-
применения	127
2.3.7. Механические характеристики синхронных двигателей	133
2.3.8. Вентильные двигатели	138



2.3.8.1. Устройство и принцип лействия	.138
2.3.8.2. Характеристики лвигателя	143
3 Переходные режимы в электроприводах	148
3.1. Перехолные процессы при постоянной скорости холостого хола	149
3.1.1. Механические переходные процессы	149
3.1.2. Время пуска и торможения электропривола	152
313 Электромеханические переходные процессы	153
3.2 Переходные процессы в асинхронном электроприволе	156
3.2.1 Механические переходные процессы	156
3.2.2.1. Механи неские переходные процессы	160
3.3 Переходные процессы в синуронном приводе	161
3.4 Dopwing and represent to composition in public interaction 3.4	164
3.4.1. Переходных процесси при лицейцом измецении управляющего	. 104
5.ч.1. переходные процессы при липенном изменении управляющего возлействия	165
3/111 Плек природа рублостию	165
3.4.1.2 Пуск привода влолостую	167
2.4.1.2. Пуск привода с реактивным моментом нагрузки	168
3.4.1.5. Пуск привода с активным моментом нагрузки	160
5.4.1.4. Торможение привода под нагрузкой	170
2.4.2. Оттуркат нас управление привода под нагрузкой	. 170
5.4.2. Оптимальное управление приводами положения	.1/1 174
4. Быбор мощности электропривода	. 1 / 4
4.1. Потери мощности в приводах постоянного и переменного тока	101
4.2. Пагрев и охлаждение двигателя	. 101
4.5. пагрузочные диаграммы электроприводов	. 103
4.4. Стандартные номинальные режимы работы двигателей	. 100
4.5. Расчет мощности двигателя при продолжительном режиме работы	. 192
4.0. Расчет мощности двигателя при кратковременном режиме расоты	. 190
4. /. Расчет мощности двигателя при повторно-кратковременном режиме	100
раооты	. 199
4.8. Допустимая частота включении асинхронных короткозамкнутых	201
двигателеи	. 201
5. Системы автоматического управления электроприводами	. 204
5.1. Разомкнутые системы автоматического управления	. 204
5.1.1. Типовые узлы и схемы управления двигателями постоянного тока	. 205
5.1.2. Типовые узлы и схемы управления асинхронными двигателями	. 210
5.1.3. Типовые узлы и схемы управления синхронными двигателями	.216
5.2. Замкнутые системы автоматического управления	. 218
5.2.1. Принципы построения замкнутых систем управления	• • •
электроприводами	.218
5.2.1.1. Статические характеристики замкнутых систем	. 218
5.2.1.2. Динамические характеристики замкнутых систем	. 223
5.1.2. Системы управления асинхронными двигателями с фазным	• • •
ротором	. 232
	• • •
Список литературы	. 236



В 2009 году Университет стал победителем многоэтапного конкурса, в результате которого определены 12 ведущих университетов России, которым присвоена категория «Национальный исследовательский университет». Министерством образования и науки Российской Федерации была утверждена программа его развития на 2009–2018 годы. В 2011 году Университет получил наименование «Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики».

КАФЕДРА ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ и ПРЕЦИЗИОННЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

В 1930 году техникум точной механики и оптики был реорганизован в учебный комбинат, состоящий из института, техникума и ФЗУ в системе Всесоюзного объединения оптико-механической промышленности.

В те годы электротехническую подготовку в нашем институте проводили кафедры «Электротехники» и «Электроизмерительных приборов». Кафедрой «Электротехники» руководил проф. Салтыков Л.Н., а кафедрой «Электроизмерительных приборов» проф. Шишелов Л.П.

С сентября 1933 года исполнять обязанности заведующего кафедрой «Электротехники» нашего института начинает Рукавишников Н. Н, а с ноября 1937 года, на заведование кафедрой назначается Солодовников А. А., известный специалист в области электротехники, электроизмерительных приборов и оборудования.

Во время войны при эвакуации ЛИТМО в г. Черепаново кафедрой руководил доц., к.т.н. Березниковский С. Ф.; штатное расписание кафедры в те годы насчитывало всего 4 человека.

После возвращения ЛИТМО из эвакуации в 1944 году кафедрой заведует Березниковский С.Ф., которого 25 января 1945 года освобождают от обязанностей заведующего кафедрой «Общей и специальной электротехники» и назначают заведующим этой кафедрой профессора Зилитенкевича С.И.

В послевоенные годы в целом по стране и в Ленинграде ощущался дефицит опытных преподавателей высшей школы и руководство институтом пригласило в качестве заведующего кафедрой «Общей и специальной электротехники» известного ученого, педагога и методиста Пиотровского Л. М. Большинство учебников по электрическим машинам в ту пору было написано Пиотровским Л.М. лично или в соавторстве с другими видными учеными. В 1948 году на базе кафедры «Общей и специальной электротехники» образуются кафедры: «Общей электротехники и электрических машин» зав.каф. доц. Березниковский С.Ф., «Теоретических основ электротехники» зав. каф. проф. Слепян Л.Б. и «Электроизмерительных приборов» исполняющий обязанности зав. каф. проф. Слепян Л.Б.

В 1951 году кафедры «Электротехники» и «ТОЭ» объединяют в единую кафедру «Электротехники и ТОЭ» под руководством доц. Березниковского С.Ф. в составе Радиотехнического факультета,

В 1956 году на радиотехническом факультете вновь образуются две кафедры – «ТОЭ» зав. каф. доц. Сочнев А.Я. и «Электрических машин» зав. каф. доц. Березниковский С.Ф.

В июле 1958 года доц. Сочнева А.Я. освобождают от обязанностей зав. каф. «ТОЭ», а доц. Фунтова Н.М. назначают в.и.о. зав. каф. и избирают по конкурсу на должность заведующего в 1960 году.

В 1961 году в ЛИТМО на должность заведующего кафедрой «Электрических машин» приглашают профессора Сахарова А.П.

В 1965 году на должность заведующего кафедрой «Электрических машин» избирается доц., к.т.н. Глазенко Т.А.

В 1968 году кафедры «ТОЭ» и «Электрических машин» объединяются в единую кафедру «Электротехники» под руководством Т.А. Глазенко.

Татьяна Анатольевна Глазенко в 1948 году с отличием закончила энергетический факультет Ленинградского института инженеров железнодорожного транспорта. В 1953 году она защитила кандидатскую диссертацию и в 1966 году докторскую диссертацию. Заслуженный деятель науки и техники Российской Федерации, почетный член Электротехнической академии России проф. Глазенко Т.А. двадцать пять лет возглавляла кафедру. Она являлась видным, творчески активным ученым, автором более 200 научных работ.

В 1990 году на должность заведующего кафедрой избирается профессор, д.т.н. Герман - Галкин С.Г.

В 1996 году кафедра «Электротехники» была переименована в кафедру «Электротехники и прецизионных электромеханических систем».

С 1991 года кафедрой руководит доцент, кандидат технических наук, Томасов Валентин Сергеевич.

С 1992 по 2005годы на кафедре работал заслуженный деятель науки и техники Российской Федерации, действительный член Международной Энергетической академии, профессор, д.т.н., Сабинин Ю.А..

Сегодня на кафедре работают: профессор, д.т.н. Овчинников И.Е.; профессор, д.т.н. Ушаков В..Н.; доценты, к.т.н.: Губанов Н.Н., Борисов П.В., Денисова А.В., Лукичев Д.А., Никитина М.В., Осипов Ю.М., Петров Е.А., Синицын В.А., Толмачев В.А., Усольцев А.А.; доцент Гурьянов В.А.; ст. преподаватели: к.т.н. Махин И.Е., Денисов К.М.; ассистенты: Демидова Г.Л., Жданов И.Н., Серебряков С. А.

На кафедре работает аспирантура и ведётся большая научноисследовательская работа по созданию электроприводов прецизионных следящих систем наведения телескопов траекторных измерений.

Усольцев Александр Анатольевич

Электрический привод

Учебное пособие

В авторской редакции Компьютерная вёрстка и дизайн

А.А.Усольцев

Редакционно-издательский отдел Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики.

Зав. редакционно-издательским отделом

Н.Ф.Гусарова

Лицензия ИД №00408 от 05.11.1999 Подписано к печати 24.03.2011 Заказ №2360. Тираж 100 экз. Отпечатано на ризографе.

Редакционно-издательский отдел

Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики 197101, Санкт-Петербург, Кронверкский пр., 49

