А.Ю. Чернышев, Ю.Н. Дементьев, И.А. Чернышев

ЭЛЕКТРОПРИВОД ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

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

> Издательство Томского политехнического университета 2011

УДК 68-83-523(075.8) ББК 31.291.я73 Ч-49

Чернышев А.Ю.

Ч-49

Электропривод переменного тока: учебное пособие / А.Ю. Чернышев, Ю.Н. Дементьев, И.А. Чернышев; Томский политехнический университет. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2011. – 213 с.

ISBN 978-5-98298-832-4

В учебном пособии приведены примеры промышленных систем управления электроприводами переменного тока. Описана работа по функциональным схемам, даны особенности настройки. Рассмотрены вопросы расчета статических и динамических механических и электромеханических характеристик наиболее распространенных систем автоматизированного электропривода с двигателями переменного тока. Приведены схемы имитационных моделей для расчета динамических характеристик электроприводов переменного тока.

Предназначено для студентов, обучающихся по специальности 140604 «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов», и магистров, обучающихся по магистерской программе 140611 «Электроприводы и системы управления электроприводов» направления подготовки 140600 «Электротехника, электромеханика и электротехнологии».

> УДК 68-83-523(075.8) ББК 31.291я73

Рецензенты

Доктор технических наук, профессор кафедры конструирования электронно-вычислительной аппаратуры ТУСУРа *В.А. Бейнарович*

Кандидат технических наук, доцент кафедры электроники и автоматики физических установок СГТА *В.Б. Терехин*

ISBN 978-5-98298-832-4

© ГОУ ВПО НИ ТПУ, 2011

- © Чернышев А.Ю., Дементьев Ю.Н., Чернышев И.А., 2011
- © Оформление. Издательство Томского политехнического университета, 2011

ВВЕДЕНИЕ

Электродвигатели переменного тока являются самыми распространенными видами электрических машин. Они применяются во всех областях человеческой деятельности, где необходимо преобразование электрической энергии в механическую.

Процесс производства электродвигателей переменного тока сравнительно прост, технологичен и в настоящее время практически полностью автоматизирован, его можно рассмотреть на примере асинхронного двигателя.

Короткозамкнутые обмотки беличьей клетки роторов асинхронных двигателей на мощности до нескольких сотен киловатт выполняют заливкой пазов алюминием либо его сплавами. Одновременно с заливкой стержней отливают и замыкающие кольца, и вентиляционные лопатки. Стержни обмотки не изолируют от штампованных пластин сердечника ротора. Такая конструкция ротора позволяет получить двигатель с малым моментом инерции, к тому же он может работать при повышенных температурах, а при тщательной балансировке и при повышенных угловых скоростях вращения, достигающих десятки тысяч оборотов в минуту.

Механическая обработка станин, валов и роторов двигателей производится на автоматических линиях, штамповка листов магнитопровода – на пресс-автоматах. Автоматизирована сборка сердечников статора, механизирована сборка и заливка ротора. Укладка статорной обмотки производится на автоматических станках, а пропитка и сушка обмоток – на автоматических установках [13].

В электрических машинах переменного тока отсутствуют ограничения по предельной мощности, а питание обмотки статора может производиться от сети с напряжением в десятки киловольт. Отсутствие щеточно-коллекторного узла значительно сократило эксплуатационные затраты на обслуживание электродвигателей переменного тока.

В двадцатом веке асинхронные машины применялись, как правило, в нерегулируемых электроприводах, пуск которых осуществлялся прямым включением в сеть с помощью магнитных пускателей. Современные пусковые устройства – «мягкие пускатели» – нерегулируемых электроприводов переменного тока позволили производить более экономичные и надежные в эксплуатации электроприводы.

В настоящее время в своем большинстве эксплуатируемые в производстве регулируемые электроприводы – это электроприводы постоянного тока. К сожалению, XX век – век регулируемых электроприводов постоянного тока закончился. Их разработка и серийный выпуск прекращается в большинстве развитых стран мира. Регулируемый электропривод начала XXI века – это электропривод с асинхронными короткозамкнутыми двигателями и синхронными двигателями с постоянными магнитами, с современными преобразователями частоты на базе силовых модулей MOSFET и IGBT транзисторов и микропроцессорным управлением. В последние годы в связи с появлением новых поколений транзисторов и тиристоров, а также относительно недорогих микропроцессоров высокого быстродействия стоимость электроники в электроприводах значительно сократилась и их применение расширилось.

В ближайшее время увеличится сфера применения синхронных реактивных и вентильно-индукторных двигателей. Последний тип двигателей находит преимущественное применение в транспортных механизмах, вентиляторных и насосных агрегатах, а также в бытовой технике.

Следует отметить, что электропривод переменного тока все еще не получает на сегодняшний день должного распространения, в том числе и из-за недостаточной подготовки как действующего инженерного персонала предприятий, так и уровня подготовки выпускников вузов в области электропривода переменного тока.

Структурные и функциональные схемы большинства общепромышленных электроприводов переменного тока в настоящее время определены. Поэтому проектирование систем автоматизированного электропривода сводится в основном к синтезу параметров регуляторов, исходя из необходимого качества переходных процессов двигателя или рабочего органа производственного механизма. В то же время продолжают развиваться и совершенствоваться новые системы управления в электроприводе на основе полузамкнутых структурных схем и систем с нечеткой (fuzzy) логикой. Такие системы находят применение в небыстродействующих электроприводах, например, тепло- и водоснабжения.

В связи с явной нелинейностью структур электроприводов переменного тока необходимо совершенствование методик по расчету их динамических и статических характеристик, так как поддержание с заданной точностью регулируемых координат при изменениях нагрузки является определяющим показателем качества систем электропривода.

Авторы поставили задачу обобщить имеющийся материал по электроприводам переменного тока, добавив свои разработки и исследования.

1. ЭЛЕКТРОПРИВОД ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

1.1. Общие положения

Электроприводом переменного тока называется электромеханическая система, предназначенная для приведения в движение рабочих органов машин и механизмов, управления их технологическим процессом, состоящая из двигателя переменного тока, преобразовательного устройства, устройства управления и передаточного устройства.

Функциональная схема электропривода переменного тока представлена на рис. 1.1.



Рис. 1.1. Функциональная схема электропривода переменного тока

На рис. 1.1 приняты следующие обозначения:

ПрУ – преобразовательное устройство;

СПУ – силовое преобразовательное устройство;

ИСУ – информационная система управления;

ЭМП – электромеханический преобразователь;

РД – ротор двигателя;

ПУ – передаточное устройство;

ИМ – рабочий орган исполнительного механизма;

ЗУ – задающие устройства;

ДОС – датчики обратной связи;

 $U_{\rm c}, f_{\rm c}, I_{\rm c}$ – напряжение, частота и ток, потребляемый электроприводом из сети;

 U_1, f_1, I_1 – напряжение, частота и ток обмоток статора двигателя переменного тока;

*M*_э, ω_э – электромагнитный момент и скорость вращения магнитного поля, созданного обмотками статора;

М, ω – момент и скорость вращения двигателя;

*M*_{po}, ω_{po} – момент и скорость вращения рабочего органа исполнительного механизма;

*U*₃,*U*_{оп},*U*_{см} – задающие сигналы: задающее напряжение, опорное напряжение, напряжение смещения.

Из определения понятия «электропривод переменного тока» и его функциональной схемы следует, что электропривод состоит из четырех основных частей:

- электрического двигателя переменного тока;
- силового преобразовательного устройства;
- передаточного устройства;
- системы управления.

Вначале рассмотрим коротко составные части электропривода.

Электрические двигатели предназначены для преобразования электрической энергии в механическую. На рис. 1.1 электрический двигатель состоит из двух частей: электромеханического преобразователя энергии ЭМП, преобразующего электрическую энергию в электромагнитную, и ротора двигателя РД, в котором электромагнитная энергия преобразуется в механическую. Двигатель развивает момент M на валу ротора, который вращается с угловой скоростью ω .

Электроприводы переменного тока могут быть реализованы на базе следующих двигателей переменного тока:

- асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором;
- асинхронных двигателей с фазным ротором;
- синхронных двигателей с независимым возбуждением;
- синхронных двигателей с постоянными магнитами;
- однофазных асинхронных двигателей;
- двигателей двойного питания;
- реактивных синхронных двигателей;
- синхронных гистерезисных двигателей;
- редукторных двигателей;
- линейных двигателей;

- коллекторных двигателей переменного тока;
- электровибрационных двигателей;
- емкостных двигателей и т. д.

В регулируемых электроприводах переменного тока находят применение все основные типы силовых преобразовательных устройств (СПУ):

- выпрямители, преобразующие переменное напряжение в постоянное;
- инверторы, осуществляющие преобразование постоянного напряжения в переменное;
- непосредственные преобразователи частоты;
- конверторы, обеспечивающие преобразование постоянного напряжения в регулируемое постоянное.

Передаточные устройства (ПУ) предназначены для передачи механической энергии от электродвигателя к исполнительному механизму (ИМ) и согласования вида и характера движения электродвигателя и рабочего органа исполнительного механизма. Наиболее характерные типы передаточных устройств:

- редукторы;
- цепные передачи;
- ременные передачи;
- планетарные системы;
- кулисные механизмы;
- шарико-винтовая передача;
- электромагнитные муфты скольжения и т. д.

Системы управления электропривода представляют собой совокупность управляющих и информационных систем, предназначенных для управления электроприводом с целью обеспечения заданного движения рабочего органа исполнительного механизма. Принципиально системы управления различаются по уровню основных функций, которые они выполняют:

• пуск, реверс, торможение, а также поддержание угловой скорости с невысокой точностью в статике и динамике. Такую функцию выполняют разомкнутые *релейно-контакторные системы* управления электроприводов постоянного и переменного тока;

• поддержание скорости с высокой точностью в статике, а также формирование требуемых переходных процессов. Такую функцию выполняют системы *преобразователь-двигатель с различными обратными связями*, например, по скорости, току двигателя, напряжению преобразователя;

• слежение за любыми, произвольно изменяемыми входными воздействиями. Эту функцию выполняют *следящие системы*; • отработка заданной программы. Такую функцию выполняют системы программного управления;

• выбор оптимальных режимов работы. Эту функцию выполняют адаптивные системы управления, автоматически изменяющие свою структуру, или параметры системы управления с целью, например, выработки оптимальных режимов работы.

Выбор системы управления определяется как технологическим процессом, так и технико-экономическими обоснованиями.

1.2. Современный электропривод переменного тока и тенденции его развития

Современный электропривод переменного тока практически полностью отвечает требованиям промышленности, сельского хозяйства, науки, вооружений и военной техники по требуемой мощности, диапазону регулирования, скорости и плавности ее регулирования.

Пределы мощности используемых машин в электроприводах весьма широки – от десятков тысяч киловатт до долей ватт. Так, например, в прокатных станах Западно-Сибирского металлургического комбината используются синхронные двигатели мощностью 30 МВт. Для привода доменных воздуходувок применяются двигатели переменного тока мощностью 50 МВт. В то же время емкостные микродвигатели вращения с диаметром ротора до 100 мкм выполняются мощностью до 10^{-6} Вт и частотой вращения до 50 000 об/мин.

В настоящее время основная цель серийно выпускаемых и вновь разрабатываемых электроприводов переменного тока направлена в первую очередь на увеличение их надежности, уменьшение массогабаритных показателей, стоимости и эксплуатационных расходов.

Новые системы электроприводов переменного тока получили распространение в связи с дальнейшим развитием микропроцессорной техники и силовой полупроводниковой техники на полностью управляемых тиристорах (GTO) и новых поколений транзисторов, прежде всего биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT) и МДПтранзисторов с индуцированным каналом (MOSFET).

На современной элементной базе получили возможность реализации следующие системы электроприводов:

• для асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором – системы фазового управления (регулирование угловой скорости изменением напряжения), частотное регулирование (непосредственный преобразователь частоты, автономный инвертор напряжения, автономный инвертор тока), частотно-токовое управление;

• для асинхронного двигателя с фазным ротором – фазовое управление, частотное управление в режиме машины двойного питания, каскадные схемы, системы с импульсным управлением в цепи выпрямленного тока ротора;

• для синхронных двигателей – частотное управление, частотнотоковое управление, вентильный электропривод.

Для регулируемого электропривода переменного тока появилась необходимость разработки специальных конструкций электрических машин, предназначенных для регулирования угловой скорости, отличающихся от серийно выпускаемых асинхронных и синхронных двигателей, рассчитанных для работы с постоянной скоростью. Это связано с перегревом машин переменного тока, работающих на пониженных скоростях. Комплектные электропривода должны гарантированно обеспечивать работу в заданном диапазоне скоростей без перегрева двигателя и преобразователя.

1.3. Механические характеристики электродвигателей переменного тока

При рассмотрении работы электропривода, вращающего рабочий орган производственного механизма, необходимо, прежде всего, выявить соответствие механических свойств электродвигателя и производственного механизма. Поэтому для правильного проектирования и экономичной эксплуатации электропривода необходимо изучить и механические характеристики электрических машин, и производственных механизмов.

Механическая характеристика электродвигателя определяет зависимость его скорости ω от развиваемого им момента M. Часто вместо угловой скорости ω используют внесистемную физическую величину – частоту вращения n, так как эти величины пропорциональны друг другу:

$$\omega = \frac{\pi \cdot n}{30}.\tag{1.1}$$

В этом случае механической характеристикой электродвигателя называется зависимость его частоты вращения n от развиваемого им момента M, то есть n = f(M).

Степень изменения скорости с изменением момента у различных типов электрических машин неодинакова и различается в зависимости от жесткости механических характеристик (рис. 1.2).

Под жесткостью механической характеристики k_{β} будем понимать отношение приращения момента ΔM к приращению скорости двигателя $\Delta \omega$:

$$k_{\beta} = \frac{\Delta M}{\Delta \omega} = \frac{M_1 - M_2}{\omega_1 - \omega_2}, \qquad (1.2)$$

где M_1, ω_1 – момент и угловая скорость в первой точке механической характеристики; M_2, ω_2 – момент и угловая скорость во второй точке механической характеристики.



Рис. 1.2. Определение жесткости механической характеристики

Механические характеристики электродвигателей переменного тока можно разделить на четыре основных типа в зависимости от их жесткости $k_{\rm B}$:

• абсолютно жесткая механическая характеристика, при которой скорость с изменением момента остается неизменной. Из (1.2) следует, что если $\Delta \omega = 0$, то $k_{\beta} = \infty$. Такой характеристикой обладают синхронные двигатели (зависимость 1 на рис. 1.3), синхронные гистерезисные двигатели на рабочем участке механической характеристики (зависимость 2 на рис. 1.3);

• жесткая механическая характеристика, отличающаяся незначительным изменением угловой скорости с изменением момента. Жесткой механической характеристикой обладают асинхронные двигатели (кривая 3, рис. 1.3);

• мягкая механическая характеристика отличается значительным изменением угловой скорости с изменением момента. Такой характеристикой обладают коллекторные двигатели переменного тока (кривая 4, рис. 1.3);

• абсолютно мягкая механическая характеристика, при которой момент двигателя остается неизменным с изменением угловой скорости. Из выражения (1.2) следует, что если $\Delta M = 0$, то $k_{\beta} = 0$. Абсолютно мягкой механической характеристикой обладают, например, асинхронные двигатели в моментных электроприводах (зависимость 5 на рис. 1.3).



Рис. 1.3. Механические характеристики электродвигателей

При любом типе механической характеристики электродвигателя вращающий момент двигателя определяется нагрузкой на его валу, то есть моментом сопротивления M_c .

1.4. Механические характеристики производственных механизмов

Под механической характеристикой производственного механизма будем понимать зависимость момента сопротивления M_c механизма от его угловой скорости: $M_c = f(\omega)$. При изображении механических характеристик двигателя и производственного механизма в одной системе координат их приводят к одной оси вращения, как правило, к валу двигателя.

Несмотря на большое разнообразие производственных механизмов, различающихся как по потребляемой мощности, так и по принципу действия, их механические характеристики можно разделить на пять основных типов:

• Независящая от угловой скорости механическая характеристика производственного механизма. К таким механизмам относятся те из них, у которых преобладающим моментом является момент от сил трения: механизмы подач металлорежущих станков, механизмы перемещения подъемных кранов, конвейеры, поршневые насосы. Уравнение механической характеристики

$$M_{\rm c} = M_{\rm c1} = {\rm const} \,, \tag{1.3}$$

где M_{c1} – момент сопротивления от сил трения в движущихся частях производственного механизма.

Графически независящая от угловой скорости механическая характеристика производственного механизма приведена на рис. 1.4, зависимость 1.

• Линейно-возрастающая механическая характеристика производственного механизма. Такой характеристикой обладают генераторы постоянного тока, работающие на постоянную нагрузку, обжимные валки прокатных станов, гладильные машины. Уравнение механической характеристики имеет вид

$$M_{\rm c} = M_{\rm c2} + b \cdot \omega \,, \tag{1.4}$$

где M_{c2} – момент сопротивления от сил трения в движущихся частях производственного механизма;

b – коэффициент пропорциональности.

График линейно-возрастающей механической характеристики производственного механизма приведен на рис. 1.4, зависимость 2.

• Нелинейно-возрастающая механическая характеристика производственного механизма. Такой характеристикой обладают механизмы с центробежным характером производственного процесса: вентиляторы, центробежные насосы, центрифуги, гребные винты. Уравнение механической характеристики имеет вид

$$M_{\rm c} = M_{\rm c3} + a \cdot \omega^x, \tag{1.5}$$

где M_{c3} – момент сопротивления от сил трения в движущихся частях производственного механизма; a – коэффициент пропорциональности; x – показатель степени; при x = 2 – движение в газообразной среде, при x = 3 – движение в жидкости.

График нелинейно-возрастающей механической характеристики производственного механизма приведен на рис. 1.4, зависимость 3.

Уравнение (1.5) дает лишь общее представление о характере изменения момента вентилятора, компрессора или центробежного насоса. В действительности кривая зависимости момента M_c от скорости ω таких механизмов для более точного приближения к реальной зависимости описывается полиномами более высокого порядка или даже с дробными показателями степени.

• Нелинейно-спадающая механическая характеристика производственного механизма. Такой характеристикой обладают главные электроприводы обрабатывающих станков: металлообрабатывающих, фанерострогальных и др. В таких станках момент резания меняется обратно пропорционально скорости резания. Например, тонкое сверло – большая скорость вращения патрона, сверло большого диаметра – маленькая скорость вращения патрона. Уравнение механической характеристики имеет вид

$$M_{\rm c} = M_{\rm c4} + c \cdot \omega^{-1}, \tag{1.6}$$

где M_{c4} – момент сопротивления от сил трения в движущихся частях производственного механизма; *с* – коэффициент пропорциональности.

График нелинейно-спадающей механической характеристики производственного механизма приведен на рис. 1.4, зависимость 4.

• Механическая характеристика производственного механизма с повышенным пусковым моментом. Такой характеристикой обладают миксеры, некоторые механизмы перемешивания жидких сред, например краски и другие. В таких механизмах, после того как в ограниченном пространстве начнет вращаться вся жидкость, момент сопротивления резко падает. В некоторых механизмах большой пусковой момент развивается в начале трогания, например, в электроприводе главного движения трамвая, электропоезда, механизма гайковертов при откручивании гаек. У таких механизмов в начале движения действуют большие мехмолекулярные силы притяжения.

График механической характеристики производственного механизма с повышенным пусковым моментом приведен на рис. 1.4, зависимость 5.



Рис. 1.4. Механические характеристики производственных механизмов

Как уже отмечалось, работе электропривода в установившемся режиме соответствует равенство моментов двигателя и момента сопротивления. С целью поддержания наиболее устойчивой скорости электропривода при случайных изменениях момента сопротивления производственного механизма, в первую очередь обусловленного несоосностью и эксцентриситетом сопрягающих валов, необходимо обеспечить пересечение механической характеристики двигателя и механической характеристики механизма, приведенного к валу двигателя под углом, наиболее близким к прямому.

1.5. Статическая устойчивость механического движения

Установившийся режим работы электропривода можно найти из уравнения движения:

$$M - M_{\rm c} = M_{\rm дин} = J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt}, \qquad (1.7)$$

где M – момент движения, развиваемый электрической машиной; $M_{\rm c}$ – момент сопротивления производственного механизма, приведенный к валу двигателя; $M_{\rm дин}$ – динамический момент; J_{Σ} – момент инерции электропривода.

Электропривод будет вращаться с постоянной скоростью при равенстве момента, развиваемого электрической машиной, и момента сопротивления на ее валу, при этом ускорение $\frac{d\omega}{dt}$ и динамический момент $M_{\text{дин}}$ будут равны нулю. Пример определения установившегося значения скорости графически приведен на рис. 1.2 для моментов сопротивления M_1 и M_2 . Однако для более сложной механической характеристики асинхронного двигателя могут существовать две точки ω_{y1} и ω_{y2} , определяющие равенство момента движения M и момента сопротивления M_c (рис. 1.5).

Рассмотрим работу электропривода в точке установившегося вращения ω_{y1} с моментом сопротивления M_c . Как уже отмечалось ранее, в электроприводе практически всегда возникают проблемы при соединении электрической машины и нагрузки. Основные трудности возникают из-за несоосности и эксцентриситета вращающихся валов. В этом случае нагрузка на валу двигателя все время изменяется. При ее незначительном увеличении, например, до значения M_{c2} , в соответствии с уравнением движения $M - M_{c2} = M_{дин}$, динамический момент $M_{дин}$ уменьшится, а это в свою очередь приведет к уменьшению скорости двигателя. В соответствии с механической характеристикой двигателя его момент также уменьшится, динамический момент $M_{дин}$ уменьшится вновь, что в конечном итоге приведет к полной остановке электропривода.

При уменьшении момента сопротивления на валу двигателя, например до значения M_{c1} , динамический момент $M_{дин}$ увеличится, что в соответствии с уравнением движения приведет к увеличению скорости двигателя. Момент двигателя возрастет, возникнет дополнительный ускоряющий динамический момент, который заставит электропривод разогнаться до новой установившейся скорости ω_{v21} .



Рис. 1.5. Определение статической устойчивости механического движения

При уменьшении момента сопротивления на валу двигателя, например до значения M_{c1} , динамический момент $M_{дин}$ увеличится, что в соответствии с уравнением движения приведет к увеличению скорости двигателя. Момент двигателя возрастет, возникнет дополнительный ускоряющий динамический момент, который заставит электропривод разогнаться до новой установившейся скорости ω_{v21} .

Рассмотрим работу электропривода в точке установившегося вращения ω_{y2} . Если по какой-либо причине нагрузка на валу двигателя возрастет, например, до значения M_{c2} , то в соответствии с уравнением движения $M - M_{c2} = M_{дин}$ динамический момент $M_{дин}$ уменьшится, что приведет к торможению электропривода. Новая точка установившейся работы ω_{y22} будет определяться равенством момента движения и момента сопротивления на валу двигателя, то есть при $M = M_{c2}$.

Аналогично ведет себя электропривод при уменьшении момента сопротивления на валу двигателя – он перейдет в новую точку установившегося вращения ω_{v21} .

В общем случае условие статической устойчивости электропривода в окрестностях некоторой точки ω_v определяется неравенством

$$k_{\beta} - k_{\beta c} < 0, \qquad (1.8)$$

где $k_{\beta c} = \frac{dM_c}{d\omega} \approx \frac{\Delta M_c}{\Delta \omega}$ – статическая жесткость механической характеристики производственного механизма, приведенная к валу двигателя.

Статическая устойчивость электропривода при известных аналитических уравнениях механических характеристик электродвигателя и производственного механизма легко определяется по выражению (1.8) путем численного дифференцирования механических характеристик по скорости ω .

2. ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ С АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

Асинхронные двигатели созданы в Германии русским электротехником М.О. Доливо-Добровольским в 1888–1889 годах. Получили наибольшее распространение в промышленности благодаря ряду существенных преимуществ по сравнению с другими двигателями. Асинхронный двигатель прост и надежен в эксплуатации, так как не имеет коллектора, на его изготовление требуется меньше цветных металлов, он имеет меньшие массу, габариты и стоимость по сравнению с двигателями той же мощности переменного или постоянного тока, наконец, он выпускается серийно в широком диапазоне мощностей.

2.1. Схема включения, электромеханические и механические характеристики асинхронных двигателей

Наиболее распространенными типами нерегулируемых электроприводов являются электроприводы с короткозамкнутыми асинхронными двигателями. Для нерегулируемых электроприводов характерен пуск электродвигателя прямым включением в сеть с помощью контактной аппаратуры без промежуточных преобразователей электрической энергии.

Стандартная схема силовых цепей включения короткозамкнутого асинхронного двигателя с помощью контактов пускателя приведена на рис. 2.1.



Рис. 2.1. Схема включения короткозамкнутого асинхронного двигателя с использованием контактного пускателя

Для расчета характеристик асинхронного двигателя, как правило, пользуются его математической моделью, которая в общем случае представляется различными схемами замещения. Наиболее простой и удобной для инженерных расчетов асинхронного двигателя является Т-образная схема замещения (рис. 2.2).



Рис. 2.2. Схема замещения асинхронного двигателя

На рис. 2.2 приняты следующие обозначения:

 U_{1i} – фазное напряжение обмотки статора;

 R_1 – активное сопротивление обмотки статора;

 $X_{1\sigma}$ – индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора;

 I_1 – ток обмотки статора;

 $E_1 - ЭДС обмотки статора;$

 R'_{2} – активное сопротивление обмотки ротора, приведенные к обмотке статора;

 $X'_{2\sigma}$ – индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора, приведенные к обмотке статора;

 $s = (\omega_0 - \omega)/\omega_0$ – скольжение;

 $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_1 / z_P$ – синхронная угловая скорость;

ω – угловая скорость асинхронного двигателя;

*z*_{*P*} – число пар полюсов;

 f_1 – значение частоты напряжения переменного тока, подводимого к обмотке статора;

Е_m – ЭДС от главного магнитного потока машины;

Е'₂ – ЭДС обмотки ротора, приведенная к обмотке статора

Основные уравнения асинхронного двигателя, соответствующие принятой схеме замещения:

$$\overline{U}_{1j} - \overline{E}_m - j \cdot X_{1\sigma} \cdot \overline{I}_1 - R_1 \cdot \overline{I}_1 = 0;$$

$$\overline{E}_m + j \cdot X'_{2\sigma} \cdot \overline{I}'_2 + R'_2 \cdot \overline{I}'_2 / s = 0;$$

$$\overline{I}_1 + \overline{I}'_2 - \overline{I}_0 = 0.$$
(2.1)

Векторная диаграмма токов, ЭДС и напряжений, удовлетворяющих уравнениям (2.1), изображена на рис. 2.3.

Ток ротора I'_2 , приведенный к обмотке статора асинхронного двигателя, определяется зависимостью, получаемой непосредственно из схемы замещения асинхронного двигателя:

$$I'_{2} = \frac{U_{1j}}{\pm \sqrt{\left(R_{1} + \frac{R'_{2}}{s}\right)^{2} + X_{\rm KH}^{2}}},$$
(2.2)

где $X_{\rm KH} = X_{1\sigma} + X'_{2\sigma}$ – индуктивное сопротивление короткого замыкания. Уравнение $I'_2 = f(s)$ называется электромеханической характери-

стикой асинхронного двигателя.



Рис. 2.3. Векторная диаграмма асинхронного двигателя

Для короткозамкнутого асинхронного двигателя представляет интерес другая электромеханическая характеристика $I_1 = f(s)$, отражающая зависимость тока статора I_1 от скольжения s. Ток статора I_1 определяется путем сложения вектора тока намагничивания \overline{I}_0 и вектора тока ротора $\overline{I'_2}$ (рис. 2.3):

$$\overline{I_1} = \overline{I_0} + \overline{I'_2}. \tag{2.3}$$

Полагая ток намагничивания асинхронного двигателя I₀ реактивным, ток статора I_1 через приведенный ток ротора I_2' можно найти по формуле [5]:

$$I_1 = \sqrt{I_0^2 + I_2'^2 + 2 \cdot I_0 \cdot I_2' \cdot \sin \varphi_2} , \qquad (2.4)$$

где

 $\sin \varphi_2 = \frac{x_{\rm KH}}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + x_{\rm KH}^2}}.$ (2.5)

Основной выходной координатой силового привода является электромагнитный момент, значение которого для асинхронного двигателя определяется по выражению

$$M = \frac{m_1 \cdot U_{1j}^2 \cdot R_2'}{\omega_0 \cdot s \cdot [(R_1 + R_2' \cdot s^{-1})^2 + (X_{1\sigma} + X_{2\sigma}')^2]},$$
 (2.6)

где m_1 – число фаз статора.

Анализ (2.6) показывает, что механическая характеристика асинхронного двигателя имеет критический момент и критическое скольжение, которые находятся при условии $\frac{dM}{ds} = 0$.

Тогда критический момент

$$M_{\rm K} = \frac{m_1 \cdot U_{1j}^2}{2 \cdot \omega_0 \cdot \left(R_1 \pm \sqrt{\left(R_1^2 + X_{\rm KH}^2\right)}\right)},\tag{2.7}$$

критическое скольжение

$$s_{\kappa} = \pm \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + X_{\kappa H}^2}}.$$
 (2.8)

Знак «+» означает, что критический момент и скольжение относятся к двигательному режиму, знак «-» – к генераторному режиму рекуперативного торможения.

Уравнение механической характеристики асинхронного двигателя (2.6) можно преобразовать к более удобному для пользования выражению – формуле Клосса

$$M = \frac{2 \cdot M_{\kappa} (1 + a \cdot s_{\kappa})}{\frac{s_{\kappa}}{s} + \frac{s}{s_{\kappa}} + 2 \cdot a \cdot s_{\kappa}},$$
(2.9)

где $a = \frac{R_1}{R_2}$ – коэффициент.

Двигатели средней и большой мощности имеют малое активное сопротивление R_1 , в этом случае коэффициентом *а* можно пренебречь, а выражение (2.9) преобразуется в упрощенную формулу Клосса

$$M = \frac{2 \cdot M_{\rm K}}{\frac{s_{\rm K}}{s} + \frac{s}{s_{\rm K}}}.$$
(2.10)

Задаваясь скольжением *s* можно по выражениям (2.9) или (2.10) построить механические характеристики асинхронного двигателя.

Естественные механическая и электромеханическая характеристики короткозамкнутого асинхронного двигателя представлены на рис. 2.4.



Рис. 2.4. Статические характеристики асинхронного двигателя: а – механическая; б – электромеханическая

Статические механические и электромеханические характеристики асинхронных двигателей благоприятны для пусков двигателей прямым включением в сеть. Поскольку пуск двигателя происходит достаточно быстро, то кратковременная перегрузка по току даже в 6–8 раз не опасна для него: ни с точки зрения больших ударных динамических моментов, ни с точки зрения больших пусковых токов, которые много меньше пусковых токов естественной характеристики двигателей постоянного тока независимого возбуждения той же мощности. Ограничения на прямой пуск асинхронных двигателей накладываются не самим двигателем, а питающей сетью.

Если сеть имеет ограниченную мощность или большое внутреннее сопротивление, то пусковые токи двигателя будут вызывать в этой сети большие падения напряжения. Естественно, что это скажется на режимах работы других потребителей энергии. По правилам Ростехнадзора напрямую можно запускать асинхронные двигатели, если их мощность

$$P_{\rm IB} \le 0.25 \cdot Q_{\rm cetu},$$
 (2.11)

где $Q_{\text{сети}}$ – мощность питающего трансформатора подстанции, в том случае, если от сети не питается осветительная аппаратура.

При питании осветительной аппаратуры от общей сети асинхронный двигатель можно пускать прямым включением в сеть, когда

$$P_{\rm дB} \le 0.05 \cdot Q_{\rm ceth}$$
 (2.12)

Если условия (2.11) и (2.12) не выполняются, то способы токоограничения вытекают из уравнения тока короткого замыкания асинхронного двигателя.

2.2. Определение параметров схемы замещения асинхронного двигателя по справочным данным

В наиболее полных справочниках [4] по асинхронным двигателям приведены следующие физические величины, необходимые для определения параметров его схемы замещения:

*P*_н – номинальная мощность двигателя, кВт;

 $U_{1\rm H}$ – номинальное фазное напряжение, В;

η_н – коэффициент полезного действия в режиме номинальной мощности (100 %-я нагрузка), %;

соѕ φ_н – коэффициент мощности в режиме номинальной мощности (100 %-я нагрузка), о. е.;

 R_1' – активное сопротивление обмотки статора, о. е.;

 $X'_{1\sigma}$ – индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора, о. е.;

 R_2'' – активное сопротивление обмотки ротора, приведенное к обмотке статора, о. е.;

 $X_{2\sigma}^{"}$ – индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора, приведенное к обмотке статора, о. е.;

X[']_{*m*} – индуктивное сопротивление контура намагничивания (главное индуктивное сопротивление), о. е.

В этом случае нахождение параметров схемы замещения асинхронного двигателя не представляет сколько-нибудь заметных трудностей и выполняется в следующей последовательности.

Определяется номинальный ток статора двигателя

$$I_{1\mathrm{H}} = \frac{P_{\mathrm{H}}}{m_1 \cdot U_{1\mathrm{H}} \cdot \cos \varphi_{\mathrm{H}} \cdot \eta_{\mathrm{H}}}.$$
 (2.13)

Вычисляется базисное сопротивление

$$Z_{\rm f} = \frac{U_{\rm 1H}}{I_{\rm 1H}}.$$
 (2.14)

Находятся параметры схемы замещения двигателя в физических величинах:

Активное сопротивление обмотки статора

$$R_1 = R'_1 \cdot Z_{\mathfrak{S}}, \operatorname{Om}.$$

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора

$$X_{1\sigma} = X'_{1\sigma} \cdot Z_{\overline{0}}, \text{ Om.}$$
(2.16)

Активное сопротивление обмотки ротора, приведенное к обмотке статора:

$$R'_2 = R''_2 \cdot Z_5, \text{ Om.}$$
 (2.17)

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора, приведенное к обмотке статора:

$$X'_{2\sigma} = X''_{2\sigma} \cdot Z_{\bar{0}}, \text{ Om.}$$
 (2.18)

Индуктивное сопротивление контура намагничивания

$$X_m = X'_m \cdot Z_{\bar{0}}, \text{ Om.}$$

Найденные параметры схемы замещения позволяют рассчитать статические характеристики асинхронного двигателя, например, по формуле Клосса, то есть без учета насыщения зубцов от полей рассеяния и вытеснения тока в стержнях беличьей клетки.

Пример 2.1. Для короткозамкнутого асинхронного двигателя типа 4А112МВ6УЗ определить параметры Т-образной схемы замещения. Двигатель имеет следующие технические данные [4]:

- номинальная мощность двигателя $P_{\rm H} = 4 \, {\rm \kappa B t};$
- номинальное фазное напряжение $U_{1H} = 220$ B;
- коэффициент полезного действия в режиме номинальной мощности (100%-я нагрузка) η_н = 82,0%;
- коэффициент мощности в режиме номинальной мощности (100%-я нагрузка) соs φ_н = 0,81 о. е.;
- активное сопротивление обмотки статора $R_1' = 0,077$ o. e.;
- индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора $X'_{1\sigma} = 0,073$ о. е.;

- активное сопротивление обмотки ротора, приведенное к обмотке статора $R_2^{''} = 0,062$ о. е.;
- индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора, приведенное к обмотке статора $X'_{2\sigma} = 0,11$ о. е.;
- индуктивное сопротивление контура намагничивания (главное индуктивное сопротивление) $X'_m = 2,0$ о. е.

Решение. Номинальный ток статора двигателя

$$I_{1H} = \frac{P_{H}}{m_{1} \cdot U_{1H} \cdot \cos \varphi_{H} \cdot \eta_{H}} = \frac{4000}{3 \cdot 220 \cdot 0.81 \cdot 0.82} = 9.125 \,\mathrm{A}.$$

Базисное сопротивление

$$Z_{\rm b} = \frac{U_{\rm 1H}}{I_{\rm 1H}} = \frac{220}{9,125} = 24,1 \,\text{o. e.}$$

Параметры схемы замещения двигателя в физических величинах: Активное сопротивление обмотки статора

$$R_1 = R_1 \cdot Z_5 = 0,077 \cdot 24, 1 = 1,856$$
 Om.

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора

$$X_{1\sigma} = X_{1\sigma} \cdot Z_{\sigma} = 0,073 \cdot 24,1 = 1,759$$
 Ом.

Активное сопротивление обмотки ротора, приведенное к обмотке статора:

$$R'_2 = R''_2 \cdot Z_{\tilde{6}} = 0,062 \cdot 24,1 = 1,494$$
 Ом.

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора, приведенное к обмотке статора:

$$X'_{2\sigma} = X''_{2\sigma} \cdot Z_{\bar{0}} = 0,11 \cdot 24,1 = 2,651$$
 Ом.

Индуктивное сопротивление контура намагничивания

$$X_m = X_m \cdot Z_6 = 2,0 \cdot 24,1 = 48,2$$
 Om.

2.3. Определение параметров схемы замещения асинхронного двигателя по каталожным данным

Как правило, в каталогах [1] на асинхронные двигатели приводятся следующие технические данные:

*P*_н – номинальная мощность двигателя, кВт;

 U_{1H} – номинальное фазное напряжение, В;

 $n_{\rm H}$ – номинальная частота вращения, об/мин (или $s_{\rm H}$ – номинальное скольжение, о. е.);

η_н – коэффициент полезного действия в режиме номинальной мощности (100%-я нагрузка), %;

 $\cos \phi_{\rm H}$ – коэффициент мощности в режиме номинальной мощности, о. е.; $I_{\rm II}/I_{\rm 1H} = k_i$ – кратность пускового тока, о. е.;

 $M_{_{\rm II}}/M_{_{\rm H}} = k_{_{\rm II}}$ – кратность пускового момента, о. е.

Эти данные позволяют определить параметры схемы замещения при следующих основных допущениях:

- магнитные и механические потери в двигателе составляют 0,02 P_H;
- активные сопротивления статорной и роторной обмоток полагаются независящими от режима работы двигателя, т. е. эффекты вытеснения не учитываются.

Определяется ток холостого хода асинхронного двигателя [2]

$$I_{0} = \sqrt{\frac{I_{11}^{2} - [p_{*}I_{1\mathrm{H}}(1 - s_{\mathrm{H}})/(1 - p_{*}s_{\mathrm{H}})]^{2}}{1 - [p_{*}(1 - s_{\mathrm{H}})/(1 - p_{*}s_{\mathrm{H}})]^{2}}},$$
(2.20)

где I_{1н} – номинальный ток статора двигателя, А;

 $s_{\rm H} = (n_0 - n_{\rm H})/n_0$ – номинальное скольжение, о. е.;

*n*₀ – синхронная частота вращения, об/мин;

 $U_{1\rm H}$ – номинальное фазное напряжение, В;

$$I_{11} = \frac{p_* \cdot P_{\rm H}}{m_1 \cdot U_{1\rm H} \cdot \cos \varphi_{p*} \cdot \eta_{p*}} -$$
(2.21)

ток статора двигателя при частичной загрузке, А;

соsφ_{p*} – коэффициент мощности при частичной загрузке, о. е.;

 η_{p*} – КПД при частичной загрузке, о. е.;

 $p_* = P/P_{\rm H}$ – коэффициент загрузки двигателя, о. е.;

Р – мощность двигателя при частичной загрузке, кВт.

Коэффициенты мощности и КПД при частичной загрузке в технической литературе приводятся редко, а для целого ряда серий электрических машин такие данные в справочной литературе отсутствуют. Эти параметры можно определить, руководствуясь следующими соображениями:

• современные асинхронные двигатели проектируются таким образом, что наибольший КПД достигается при загрузке на $10 \div 15$ % меньше номинальной [1]. Двигатели рассчитываются так потому, что большинство из них в силу стандартной дискретной шкалы мощностей работают с некоторой недогрузкой. Поэтому КПД при номинальной нагрузке и нагрузке $p_* = 0.75$ практически равны между собой, т. е.

$$\eta_{\rm H} \approx \eta_{0,75};$$

• коэффициент мощности при той же нагрузке $p_* = 0,75$ сильно отличается от коэффициента мощности при номинальной нагрузке, причем это отличие в значительной степени зависит от мощности двигателя и для известных серий асинхронных двигателей с достаточной для практики точностью подчиняется зависимости, приведенной на рис. 2.5.

Из формулы Клосса определим выражение для расчета критического скольжения

$$s_{\rm K} = s_{\rm H} \frac{k_{\rm max} + \sqrt{(k_{\rm max})^2 - [1 - 2 \cdot s_{\rm H} \cdot \beta \cdot (k_{\rm max} - 1)]}}{1 - 2 \cdot s_{\rm H} \cdot \beta \cdot (k_{\rm max} - 1)},$$
 (2.22)

где

$$\beta = R_1 / (C_1 \cdot R_2'); \qquad (2.23)$$

$$C_1 = 1 + (I_0 / (2 \cdot k_i \cdot I_{1H})). \qquad (2.24)$$

(2.24)

o.e.
$$\frac{\cos \varphi_{0,75}}{\cos \varphi_{H}}$$

0.98
0.94
0.90
0.86
0.82
0.80
0.1 1.0 10 KBT

Рис. 2.5. Зависимость $\cos \varphi_{0.75} / \cos \varphi_{H}$ от мощности асинхронного двигателя

Значение коэффициента β согласно источнику [3] находится в диапазоне 0,6÷2,5.

Определим коэффициент [2]

$$A_{\rm l} = m \cdot U_{\rm 1_{\rm H}}^2 \cdot (1 - s_{\rm H}) / (2 \cdot C_{\rm l} \cdot k_{\rm max} \cdot P_{\rm H}).$$
(2.25)

Тогда активное сопротивление ротора, приведенное к обмотке статора асинхронного двигателя,

$$R'_{2} = A_{1}/(\beta + 1/s_{K})C_{1}$$
, Ом. (2.26)

Активное сопротивление статорной обмотки можно найти по следующему выражению:

$$R_1 = C_1 \cdot \dot{R_2} \cdot \beta, \text{ Om.}$$

Определим параметр γ , который позволяет найти индуктивное сопротивление короткого замыкания $X_{\rm kh}$:

$$\gamma = \sqrt{(1/s_{\rm K}^2) - \beta^2} \,. \tag{2.28}$$

Очевидно, что при отрицательном подкоренном выражении (2.28) первоначально принятое значение β необходимо изменить.

Тогда индуктивное сопротивление короткого замыкания

$$X_{\rm KH} = \gamma \cdot C_1 \cdot R_2^{\prime} \,. \tag{2.29}$$

Для того чтобы выделить из индуктивного сопротивления короткого замыкания $X_{\rm kh}$ сопротивления рассеяния фаз статора $X_{\rm loh}$ и ротора $X'_{\rm 2oh}$, воспользуемся соотношениями [4], которые справедливы для серийных асинхронных двигателей.

Индуктивное сопротивление рассеяния фазы роторной обмотки, приведенное к статорной, может быть рассчитано по уравнению

$$X'_{2\sigma H} = 0,58 \cdot X_{KH} / C_1, OM.$$
 (2.30)

Индуктивное сопротивление рассеяния фазы статорной обмотки может быть определено по следующему выражению:

$$X_{1\sigma H} = 0,42 \cdot X_{KH}, OM.$$
(2.31)

Согласно векторной диаграмме (рис. 5.3), ЭДС ветви намагничивания E_m , наведенная потоком воздушного зазора в обмотке статора в номинальном режиме, равна

$$E_{mH} = \sqrt{(U_{1H} \cdot \cos\varphi_{1H} - R_1 \cdot I_{1H})^2 + (U_{1H} \cdot \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_{1H}} - X_{1\sigma H} \cdot I_{1H})^2}, \quad (2.32)$$

тогда индуктивное сопротивление контура намагничивания

$$X_{m\rm H} = E_{m\rm H} \,/\, I_0 \,. \tag{2.33}$$

Приведенная методика дает удовлетворительное схождение расчетных механических характеристик и механических характеристик, построенных по трем паспортным точкам на рабочем участке механической характеристики, то есть при изменении скольжения s от 0 до $s_{\rm K}$.

Пример 2.2. Для короткозамкнутого асинхронного двигателя типа 4А112МВ6У3 определить параметры Т-образной схемы замещения. Двигатель имеет следующие технические данные [1]:

- номинальная мощность $P_{\rm H} = 4$ кВт;
- номинальное фазное напряжение $U_{1H} = 220 \, \text{B};$
- синхронная частота вращения $n_0 = 1000$ об/мин;

- номинальное скольжение $s_{\rm H} = 0,051$ o. e.;
- коэффициент полезного действия в режиме номинальной мощности (100%-я нагрузка) η_н = 82 %;
- коэффициент мощности в режиме номинальной мощности $\cos \phi_{\mu} = 0.81$ о. е.;
- кратность пускового тока $I_{\rm m}/I_{\rm 1H} = k_i = 6$ o. e.;
- кратность пускового момента $M_{\Pi}/M_{H} = k_{\Pi} = 2$ o. e.;
- кратность максимального момента $M_{\text{max}}/M_{\text{H}} = k_{\text{max}} = 2,2$ o. e.;
- кратность минимального момента $M_{\min}/M_{\mu} = k_{\min} = 1,6$ о. е.

Решение. Ток холостого хода асинхронного двигателя

$$I_{0} = \sqrt{\frac{I_{11}^{2} - [p_{*}I_{1H}(1 - s_{H})/(1 - p_{*}s_{H})]^{2}}{1 - [p_{*}(1 - s_{H})/(1 - p_{*}s_{H})]^{2}}} = \sqrt{\frac{7,29^{2} - [0,75 \cdot 9,125 \cdot (1 - 0,051)/(1 - 0,75 \cdot 0,051)]^{2}}{1 - [0,75(1 - 0,051)/(1 - 0,75 \cdot 0,051)]^{2}}} = 4,046 \text{ A},$$

где $I_{1_{\rm H}} = \frac{P_{\rm H}}{m_1 \cdot U_{1_{\rm H}} \cdot \cos \varphi_{\rm H} \cdot \eta_{\rm H}} = \frac{4000}{3 \cdot 220 \cdot 0.81 \cdot 0.82} = 9,125 \text{ A}$ – номиналь-

ный ток статора двигателя; $m_1 = 3$ – число фаз асинхронного двигателя; $n_1 \cdot P = 0.75 \cdot 4000$

$$I_{11} = \frac{p_* \cdot \eta_H}{m_1 \cdot U_{1H} \cdot \cos \phi_{p*} \cdot \eta_{p*}} = \frac{0,75 \cdot 4000}{3 \cdot 220 \cdot 0,76 \cdot 0,82} = 7,29 \text{ A} - \text{ ток статора}$$

двигателя при частичной загрузке; $\cos \varphi_{p*} = 0.94 \cdot \cos \varphi_{H} = 0.94 \cdot 0.81 = 0.76$ о. е. – коэффициент мощности при частичной загрузке (рис. 1.6); $\eta_{p*} = \eta_{H} = 0.82$ о. е. – КПД при частичной загрузке; $p_{*} = P/P_{H} = 0.75$ о. е. – коэффициент загрузки двигателя.

Критическое скольжение

$$s_{\rm K} = s_{\rm H} \frac{k_{\rm max} + \sqrt{(k_{\rm max})^2 - [1 - 2 \cdot s_{\rm H} \cdot \beta \cdot (k_{\rm max} - 1)]}}{1 - 2 \cdot s_{\rm H} \cdot \beta \cdot (k_{\rm max} - 1)} = 0,051 \frac{2,2 + \sqrt{2,2^2 - [1 - 2 \cdot 0,051 \cdot 1,3(2,2-1)]}}{1 - 2 \cdot 0,051 \cdot 1,3(2,2-1)} = 0,2547.$$

Значение коэффициента β , согласно [3], находится в диапазоне 0,6÷2,5. Принимаем β =1,3.

Определим коэффициенты:

$$C_{1} = 1 + \frac{I_{0}}{2 \cdot k_{i} \cdot I_{1H}} = 1 + \frac{4,046}{2 \cdot 6 \cdot 9,125} = 1,037;$$

$$A_{1} = \frac{m \cdot U_{1H}^{2} \cdot (1 - s_{H})}{2 \cdot C_{1} \cdot k_{max} \cdot P_{H}} = \frac{3 \cdot 220^{2} (1 - 0,051)}{2 \cdot 1,037 \cdot 2,2 \cdot 4000} = 7,55$$

Активное сопротивление ротора, приведенное к обмотке статора асинхронного двигателя:

$$R_2' = \frac{A_1}{(\beta + 1/s_\kappa) \cdot C_1} = \frac{7,55}{(1,3 + 1/0,2435) \cdot 1,037} = 1,393 \,\mathrm{Om}.$$

Активное сопротивление обмотки статора

$$R_1 = C_1 \cdot R_2 \cdot \beta = 1,037 \cdot 1,393 \cdot 1,3 = 1,878$$
 Om.

Определим параметр γ , который позволяет найти индуктивное сопротивление короткого замыкания $X_{\rm KH}$:

$$\gamma = \sqrt{(1/s_{\kappa}^2) - \beta^2} = \sqrt{(1/0,2547^2) - 1,3^2} = 3,704.$$

Тогда

$$X_{\rm KH} = \gamma \cdot C_1 \cdot R_2' = 3,704 \cdot 1,037 \cdot 1,393 = 5,352$$

Индуктивное сопротивление рассеяния фазы роторной обмотки, приведенное к статорной, может быть рассчитано по уравнению

 X'_{2 он = 0,58 · $X_{KH} / C_1 = 0,58 \cdot 5,352/1,037 = 2,994$ Ом.

Индуктивное сопротивление рассеяния фазы статорной обмотки может быть определено по следующему выражению:

 $X_{1\sigma_H} = 0,42 \cdot X_{_{KH}} = 0,42 \cdot 5,352 = 2,248$ Ом.

ЭДС ветви намагничивания E_m , наведенная потоком воздушного зазора в обмотке статора в номинальном режиме, равна

$$E_m = \sqrt{(U_{1H} \cdot \cos\varphi_{1H} - R_1 \cdot I_{1H})^2 + (U_{1H}\sqrt{1 - \cos^2\varphi_{1H}} - X_{1\sigma H} \cdot I_{1H})^2} = \sqrt{(220 \cdot 0.81 - 1.878 \cdot 9.125)^2 + (220\sqrt{1 - 0.81^2} - 2.248 \cdot 9.125)^2} = 194.15 \text{ B},$$

тогда индуктивное сопротивление контура намагничивания

$$X_{m\rm H} = \frac{E_m}{I_0} = \frac{194,15}{4,046} = 47,98 \text{ Om}.$$

В табл. 2.1 приведены параметры схемы замещения асинхронного двигателя, рассчитанные по каталожным данным (строка 1), заложенные в проектные расчеты этого двигателя [4] (строка 2), а также погрешность δ % определения каждого из параметров (строка 3).

Таблица 2.1

Параметр	R_1	X _{1σ}	R_2'	$X'_{2\sigma}$	X _m
Расчет	1,878	2,248	1,393	2,994	47,98
Проект	1,856	1,759	1,494	2,651	48,2
Погрешность, %	1,17	21,7	8,0	11,4	0,456

Как следует из анализа результатов, приведенных в табл. 2.1, сходимость расчетных параметров схемы замещения и проектных данных завода-изготовителя в основном находится в инженерных допусках.

Пример 2.3. Для короткозамкнутого асинхронного двигателя типа 4А112МВ6У3 рассчитать и построить естественные механическую и электромеханическую статические характеристики.

Основные параметры асинхронного двигателя и его схемы замещения:

- номинальная мощность двигателя $P_{\rm H} = 4$ кВт;
- номинальное фазное напряжение $U_{1H} = 220 \text{ B}$;
- номинальное скольжение $s_{\rm H} = 0,051$ o. e.;
- номинальный ток обмотки статора $I_{1\text{H}} = 9,125 \text{ A}$;
- активное сопротивление фазы обмотки статора $R_1 = 1,878$ Ом;
- индуктивное сопротивление рассеяния фазы обмотки статора $X_{1\sigma} = 2,248$ Ом;
- активное сопротивление ротора, приведенное к обмотке статора, $R'_2 = 1,393$ Ом;
- индуктивное сопротивление рассеяния фазы обмотки ротора, приведенное к обмотке статора, X[']_{2σ} = 2,994 Ом;
- номинальное скольжение $s_{\rm H} = 0,051$ o. e.;
- кратность пускового тока $I_{\Pi}/I_{1H} = k_i = 6$ o. e.;
- кратность максимального момента $M_{\text{max}}/M_{\text{H}} = k_{\text{max}} = 2,2$ о. е.;
- кратность минимального момента $M_{\min}/M_{\mu} = k_{\min} = 1,6$ о. е.

Решение. Определим синхронную угловую скорость двигателя

$$\omega_0 = \frac{\pi \cdot n_0}{30} = \frac{3,1415 \cdot 1000}{30} = 104,7 \text{ pag/c}.$$

Расчет естественной механической характеристики асинхронного двигателя произведем в соответствии с выражением (2.6)

$$M = \frac{m_1 \cdot U_{1j}^2 \cdot R_2'}{\omega_0 \cdot s \cdot [(R_1 + R_2' \cdot s^{-1})^2 + (X_{1\sigma} + X_{2\sigma}')^2]} = \frac{3 \cdot 220^2 \cdot 1,393}{104,7 \cdot s \cdot [(1,878 + 1,393/s)^2 + (2,248 + 2,994)^2]}$$

Механическая характеристика, рассчитанная по (2.6) в математической системе MathCAD, приведена на рис. 2.6.



Рис. 2.6. Естественная механическая характеристика асинхронного двигателя: 1 – момент номинальный; 2 – момент максимальный; 3 – момент минимальный

Определим дополнительные параметры двигателя.

• Момент критический двигательного режима

$$M_{\rm KJ} = \frac{m \cdot U_{1j}^2}{2 \cdot \omega_0 \cdot \left(R_1 + \sqrt{\left(R_1^2 + X_{\rm KH}^2\right)}\right)} = \frac{3 \cdot 220^2}{2 \cdot 104,7\left(1,878 + \sqrt{1,878^2 + 5,242^2}\right)} = 93,216 \text{ H} \cdot \text{M}.$$

• Критическое скольжение

$$s_{\kappa} = \pm \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + X_{\kappa H}^2}} = \pm \frac{1,393}{\sqrt{1,878^2 + 5,242^2}} = \pm 0,2456 \text{ o. e.}$$

• Номинальная скорость двигателя

$$\omega_{\rm H} = \omega_0 (1 - s_{\rm H}) = 104, 7(1 - 0.051) = 99.36 \, \text{pag/c}.$$

• Номинальный момент двигателя

$$M_{\rm H} = \frac{P_{\rm H}}{\omega_{\rm H}} = \frac{4000}{99,36} = 40,25 \,\,{\rm H} \cdot {\rm M} \,.$$

• Максимальный момент двигателя

$$M_{\text{max}} = k_{\text{max}} \cdot M_{\text{H}} = 2,2 \cdot 40,25 = 88,55 \text{ H} \cdot \text{M}.$$

• Минимальный момент двигателя

 $M_{\min} = k_{\min} \cdot M_{\mathrm{H}} = 1,6 \cdot 40,25 = 64,4 \, \mathrm{H} \cdot \mathrm{M}$.

Найденные координаты точек с номинальным, максимальным и минимальным моментом нанесены на рассчитанный график (рис. 2.6) естественной механической характеристики асинхронного двигателя в виде треугольников.

Вывод. Анализ расчетов показывает, что контрольные точки, найденные в соответствии с каталожными данными двигателя, хорошо совпадают с рассчитанным графиком механической характеристики асинхронного двигателя, поэтому методику определения параметров схемы замещения асинхронного двигателя по его каталожным данным можно считать приемлемой.

Определим зависимость тока ротора I'_2 , приведенного к обмотке статора, от скольжения *s* :

$$I_{2}' = \frac{U_{1j}}{\pm \sqrt{\left(R_{1} + \frac{R_{2}'}{s}\right)^{2} + X_{\text{KH}}^{2}}} = \frac{220}{\pm \sqrt{\left(1,878 + \frac{1,393}{s}\right)^{2} + 5,242^{2}}} \cdot$$

График электромеханической характеристики $I'_2 = f(s)$, рассчитанный по формуле (2.2) в математической системе MathCAD, приведен на рис. 2.7.



Рис. 2.7. График электромеханической характеристики $I_2' = f(s)$

Электромеханическую характеристику $I_1 = f(s)$ рассчитаем по выражению (2.4) с учетом тока I'_2 , найденного по уравнению (2.2), тогда

$$I_{1} = \sqrt{I_{0}^{2} + I_{2}^{'2} + 2 \cdot I_{0} \cdot I_{2}^{'} \cdot \sin \varphi_{2}} = \sqrt{4,046^{2} + I_{2}^{'2} + 2 \cdot 4,046 \cdot I_{2}^{'} \cdot \sin \varphi_{2}},$$

THE $\sin \varphi_{2} = \frac{x_{\text{KH}}}{\sqrt{\left(R_{1} + \frac{R_{2}^{'}}{s}\right)^{2} + x_{\text{KH}}^{2}}} = \frac{5,242}{\sqrt{\left(1,878 + \frac{1,393}{s}\right)^{2} + 5,242^{2}}}.$

Электромеханическая характеристика $I_1 = f(s)$ приведена на рис. 2.8.



Рис. 2.8. График естественной электромеханической характеристики I₁ = f(s) асинхронного двигателя: ▲ – точка с номинальными параметрами двигателя

Определим номинальный ток статора асинхронного двигателя $I_{1\rm H}$ при номинальном скольжении $s_{\rm H} = 0,051$ в соответствии с электромеханической характеристикой.

Номинальный ток ротора двигателя при номинальном скольжении

$$I'_{2H} = \frac{U_{1j}}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R'_2}{S_H}\right)^2 + X_{KH}^2}} = \frac{220}{\sqrt{\left(1,878 + \frac{1,393}{0,051}\right)^2 + 5,242^2}} = 7,42 \text{ A}.$$

Синус угла между вектором фазного напряжения $\overline{U_{1j}}$ и сопряженным вектором тока ротора $\overline{-I_2'}$ (рис. 2.3)

$$\sin \varphi_{2H} = \frac{x_{KH}}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{s_H}\right)^2 + x_{KH}^2}} = \frac{5,242}{\sqrt{\left(1,878 + \frac{1,393}{0,051}\right)^2 + 5,242^2}} = 0,00595.$$

Номинальный ток статора двигателя

$$I_{1H} = \sqrt{I_0^2 + I_2'^2 + 2 \cdot I_0 \cdot I_2' \cdot \sin \varphi_{2H}} =$$
$$= \sqrt{4,046^2 + 7,42^2 + 2 \cdot 4,046 \cdot 7,42 \cdot 0,00595} = 9,056 \text{ A}$$

Вывод. Значение номинального тока статора асинхронного двигателя, определенное по его электромеханической характеристике, практически совпадает со значением, рассчитанным по каталожным данным: $I_{1\rm H} = 9,125$ A (пример 2.1). Это подтверждает правильность методики определения параметров схемы замещения асинхронного двигателя по его каталожным данным.

2.4. Динамические процессы и характеристики асинхронного двигателя

Выводы уравнений, описывающих асинхронный двигатель, производятся на основе модели обобщённой машины, которая является упрощенной моделью реальной машины. В теории электропривода переменного тока общепринятыми допущениями принято считать следующие:

- считается, что машина симметрична с идеальными обмотками, обеспечивающими синусоидальное распределение магнитодвижущей силы и магнитного потока вдоль воздушного зазора;
- не учитываются потери энергии в стале статора;
- не учитывается влияние насыщения магнитной цепи, что позволяет принять значения индуктивностей постоянными;
- предполагается, что отсутствуют напряжения и токи нулевой последовательности, то есть мгновенные значения напряжений и токов фаз

$$U_A + U_B + U_C = 0;$$

 $i_A + i_B + i_C = 0,$ (2.34)

где U_A , U_B , U_C – мгновенные значения напряжений в фазах A, B, C; i_A , i_B , i_C – мгновенные значения токов в фазах A, B, C.

Схема электрических цепей обобщенной асинхронной машины показана на рис. 2.9.



Рис. 2.9. Обобщённая асинхронная машина

Обобщённая асинхронная машина содержит трехфазную обмотку на статоре и трехфазную обмотку на роторе. Обмотки статора и ротора подключены к симметричным трехфазным источникам напряжения. Математическое описание такой машины базируется на известных законах [10].

Уравнения равновесия ЭДС на обмотках статора и ротора записываются в соответствии со *вторым законом Кирхгофа*.

Для статора Для ротора

$$\begin{cases}
u_{1A} = R_A \cdot i_{1A} + \frac{d\psi_{1A}}{dt}; \\
u_{1B} = R_B \cdot i_{1B} + \frac{d\psi_{1B}}{dt}; \\
u_{1C} = R_C \cdot i_{1C} + \frac{d\psi_{1C}}{dt}.
\end{cases}$$

$$\begin{cases}
u_{2a} = R_a \cdot i_{2a} + \frac{d\psi_{2a}}{dt}; \\
u_{2b} = R_b \cdot i_{2b} + \frac{d\psi_{2b}}{dt}; \\
u_{2c} = R_c \cdot i_{2c} + \frac{d\psi_{2c}}{dt},
\end{cases}$$
(2.35)

где u_{1A} , u_{1B} , u_{1C} – мгновенные значения напряжений фаз A, B, C статора; ра; i_{1A} , i_{1B} , i_{1C} – мгновенные значения токов в фазах A, B, C статора; ψ_{1A} , ψ_{1B} , ψ_{1C} – мгновенные значения потокосцеплений обмоток A, B, Cстатора; R_A , R_B , R_C – мгновенные значения активных сопротивлений в фазах A, B, C статора; u_{2a} , u_{2b} , u_{2c} – мгновенные значения напряжений фаз a, b, c ротора; i_{2a} , i_{2b} , i_{2c} – мгновенные значения токов в фазах a, b, c ротора; ψ_{2a} , ψ_{2b} , ψ_{2c} – мгновенные значения потокосцеплений обмоток a, b, c ротора; R_a , R_b , R_c – мгновенные значения активных сопротивлений в фазах a, b, c ротора.

В уравнениях (2.35) фигурируют мгновенные напряжения, токи, потокосцепления статора и ротора, а также активные сопротивления обмоток. Обычно обмотки выполняются симметричными, поэтому:

 $R_{A} = R_{B} = R_{C} = R_{1}$ – активное сопротивление обмотки статора; $R_{a} = R_{b} = R_{c} = R_{2}$ – активное сопротивление обмотки ротора. Вторым используемым законом является *закон Ампера*, который связывает потокосцепления обмоток с токами, протекающим по обмоткам.

Для статора

 $\psi_{1A} = L_{AA} \cdot i_{1A} + L_{AB} \cdot i_{1B} + L_{AC} \cdot i_{1C} + L_{Aa} \cdot i_{2a} + L_{Ab} \cdot i_{2b} + L_{Ac} \cdot i_{2c} \\ \psi_{1B} = L_{BA} \cdot i_{1A} + L_{BB} \cdot i_{1B} + L_{BC} \cdot i_{1C} + L_{Ba} \cdot i_{2a} + L_{Bb} \cdot i_{2b} + L_{Bc} \cdot i_{2c} \\ \psi_{1C} = L_{CA} \cdot i_{1A} + L_{CB} \cdot i_{1B} + L_{CC} \cdot i_{1C} + L_{Ca} \cdot i_{2a} + L_{Cb} \cdot i_{2b} + L_{Cc} \cdot i_{2c} \\ \end{cases} , (2.36)$

где L_{AA} , L_{BB} , L_{CC} – собственные индуктивности обмоток A, B, C статора; L_{IJ} , L_{Ij} – взаимоиндуктивности между обмотками статора и ротора.

Для ротора

$$\psi_{2a} = L_{aA} \cdot i_{1A} + L_{aB} \cdot i_{1B} + L_{aC} \cdot i_{1C} + L_{aa} \cdot i_{2a} + L_{ab} \cdot i_{2b} + L_{ac} \cdot i_{2c}$$

$$\psi_{2b} = L_{bA} \cdot i_{1A} + L_{bB} \cdot i_{1B} + L_{bC} \cdot i_{1C} + L_{ba} \cdot i_{2a} + L_{bb} \cdot i_{2b} + L_{bc} \cdot i_{2c}$$

$$\psi_{2c} = L_{cA} \cdot i_{1A} + L_{cB} \cdot i_{1B} + L_{cC} \cdot i_{1C} + L_{ca} \cdot i_{2a} + L_{cb} \cdot i_{2b} + L_{cc} \cdot i_{2c}$$

$$(2.37)$$

где L_{aa} , L_{bb} , L_{cc} – собственные индуктивности обмоток A, B, C ротора; L_{ij} , L_{iJ} – взаимоиндуктивности между обмотками ротора и статора.

Симметричные уравнения для определения потокосцеплений показывают, что потокосцепление каждой обмотки зависит от токов во всех обмотках; эти зависимости проявляются через взаимоиндукцию.

Третьим законом, лежащим в основе анализа, – уравнение движения, являющееся следствием второго закона Ньютона – уравнения равновесия моментов на валу машины:

$$\overline{M} - \overline{M_c} = J_{\Sigma} \cdot \frac{d\omega}{dt}, \qquad (2.38)$$

где J_{Σ} – момент инерции на валу машины, учитывающий инерционность как самой машины, так и приведенные к валу инерционности рабочего органа механизма и передаточного устройства, кг · м²; M_c – момент рабочего механизма, приведенный к валу, в общем случае он может быть функцией скорости и угла поворота, H · м.

Наконец, четвертым законом, лежащим в основе анализа работы машины, является закон, сформулированный *Ленцем*, как *правило левой руки*. Этот закон связывает векторные величины момента, потокосцепления и тока:

$$\overline{M} = k \cdot \left(\overline{\psi} \cdot \overline{i}\right). \tag{2.39}$$

Основные трудности использования уравнений (2.35)–(2.39) для исследования машины:

- в уравнениях (2.38) и (2.39) фигурируют векторные величины, а в уравнениях (2.35), (2.36) и (2.37) скалярные;
- количество взаимосвязанных уравнений равно 14, а количество коэффициентов – 43;
- коэффициенты взаимоиндукции между обмотками статора и ротора в уравнениях (2.36) и (2.37) являются функцией угла поворота ротора относительно статора, то есть они являются уравнениями с переменными коэффициентами;
- уравнение (2.39) является нелинейным, так как в нем перемножаются переменные.

На пути упрощения математического описания асинхронной машины, да и вообще всех машин переменного тока, удачным и изящным оказался *метод пространственного вектора* [10], который позволил существенно упростить и сократить вышеприведенную систему уравнений; метод позволяет связать уравнения (2.35)–(2.39) в единую систему с векторными переменными состояния.

Суть метода состоит в том, что мгновенные значения симметричных трехфазных переменных состояния (напряжения, токи, потокосцепления) можно математически преобразовать так, чтобы они были представлены одним пространственным вектором. Это математическое преобразование имеет вид (например, для тока статора)

$$\overline{I_1} = \frac{2}{3} \cdot \left(i_{1A} + \bar{c} \cdot i_{1B} + \bar{c}^2 \cdot i_{1C} \right),$$
(2.40)

где
$$\bar{c} = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}, \quad \bar{c}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = e^{-j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$$
 – векторы, учи-

тывающие пространственное смещение обмоток;

$$i_{1A} = I_m \cdot \cos(\omega \cdot t), \quad i_{1B} = I_m \cdot \cos\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right), \quad i_{1C} = I_m \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{2\pi}{3}$$

мгновенные значения токов статора.

Подставив в уравнение (2.40) значение мгновенных токов, найдем математическое описание пространственного вектора тока статора

$$\overline{I_1} = I_m \cdot e^{j\omega t} \,. \tag{2.41}$$

На рис. 2.10 представлена геометрическая интерпретация пространственного вектора тока – это вектор на комплексной плоскости
с модулем (длиной) I_m , вращающийся с угловой скоростью ω в положительном направлении.



Рис. 2.10. Пространственный вектор тока І

Аналогично пространственными векторами можно представить все напряжения, токи и потокосцепления, входящие в уравнения (2.36), (2.37).

2.5. Представление вектора тока в неподвижной системе координат *a*, *jb* и трехфазной *A*, *B*, *C*

Вектор тока I можно разложить по осям системы координат a, jb:

$$I = i_a + j \cdot i_b;$$

$$i_a = \operatorname{Re} \overline{I} = i_A;$$

$$i_b = \operatorname{Im} \overline{I} = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_B - \frac{\sqrt{3}}{2} i_C \right) = \frac{i_B - i_C}{\sqrt{3}}.$$

(2.42)

Обратные преобразования можно получить из совместного решения уравнений (2.34) и (2.42):

$$i_{A} = i_{a};$$

$$i_{B} = -\frac{i_{a}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{b};$$

$$i_{C} = -\frac{i_{a}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{b}.$$
(2.43)

Такое взаимообразное преобразование токов двухкоординатной и трехкоординатной системы говорит о том, что трехфазную электрическую машину можно заменить двухфазной с обмотками a и b, располагающимися вдоль координатных осей a, jb (рис. 2.11).



Рис. 2.11. Обмотки статора эквивалентной двухфазной асинхронной машины

Очевидно, что для создания вращающегося электромагнитного поля обмотки статора двухфазной асинхронной машины должны питаться от двух источников синусоидального напряжения, сдвинутых на 90 эл. град.

2.6. Представление вектора тока во вращающейся системе координат *x*, *jy*

Часто бывает удобным рассматривать процессы в асинхронном двигателе не в неподвижной системе координат a, jb, а в системе координат x, jy, вращающейся с произвольной скоростью $\omega_{\rm kc}$. В соответствии с основами векторной алгебры положение вектора тока \overline{I} в любой системе координат определяется углом между вектором \overline{I} и вещественной осью системы координат (рис. 2.12).



Рис. 2.12. Представление вектора I в неподвижной и вращающейся системах координат

В неподвижной системе координат *a*, *jb* вектор тока может быть представлен в алгебраической и показательной форме

$$\overline{I_0} = i_a + ji_b = I_m \cdot e^{j\phi}, \qquad (2.44)$$

где $\overline{I_0}$ – вектор тока в неподвижной системе координат; ϕ – угол между вектором \overline{I} и вещественной осью *а* неподвижной системы координат; I_m – модуль вектора тока \overline{I} .

Во вращающейся системе координат этот же самый вектор \overline{I} может быть найден в следующем виде:

$$\overline{I_{\omega}} = i_x + ji_y = I_m \cdot e^{j\delta}, \qquad (2.45)$$

где $\overline{I_{\omega}}$ – вектор тока во вращающейся системе координат;

 δ – угол между вектором \overline{I} и вещественной осью x вращающейся системы координат.

С учетом того, что

$$\delta = \varphi - \theta \,, \tag{2.46}$$

можно получить уравнения перехода из неподвижной системы координат во вращающуюся

$$\overline{I_{\omega}} = \overline{I_0} \cdot e^{-j\theta}; \ i_x = i_a \cdot \cos\theta + i_b \sin\theta; \ i_y = -i_a \cdot \sin\theta + i_b \cos\theta \quad (2.47)$$

и наоборот – из вращающейся системы координат в неподвижную

$$\overline{I_0} = \overline{I_{\omega}} \cdot e^{j\theta}; i_a = i_x \cdot \cos\theta - i_y \sin\theta; i_b = i_x \cdot \sin\theta + i_y \cos\theta.$$
(2.48)

При исследовании процессов в асинхронных машинах в большинстве случаев применяют обе системы координат, как неподвижную $\omega_{\rm kc} = 0$, так и систему координат, вращающуюся синхронно с магнитным полем двигателя, $\omega_{\rm kc} = \omega_0$.

2.7. Уравнения напряжений и потокосцеплений в векторной форме

Для преобразования уравнений (2.35)–(2.37) в мгновенных значениях к уравнениям в пространственных векторах умножим их на выражения: первые уравнения на $\frac{2}{3}$, вторые на $\frac{2}{3} \cdot \overline{c}$, третьи на $\frac{2}{3} \cdot \overline{c^2}$, – и сложим раздельно для статора и ротора.

Тогда получим

$$\begin{cases} \overline{U}_{10} = R_1 \cdot \overline{I}_{10} + \frac{d\overline{\psi}_{10}}{dt}; \\ \overline{U}_{20} = R_2 \cdot \overline{I}_{20} + \frac{d\overline{\psi}_{20}}{dt} - j \cdot \omega \cdot \overline{\psi}_{20}; \\ \overline{\psi}_{10} = L_1 \cdot \overline{I}_{10} + L_m \cdot \overline{I}_{20}; \\ \overline{\psi}_{20} = L_2 \cdot \overline{I}_{20} + L_m \cdot \overline{I}_{10}, \end{cases}$$
(2.49)

где L_1 , L_2 – собственные индуктивности статора и ротора; L_m – взаимная индуктивность между статором и ротором.

Таким образом, вместо двенадцати уравнений (2.35)–(2.37) получено лишь четыре уравнения (2.49).

Метод пространственного вектора позволяет записать уравнения (2.35)–(2.37) в системе координат, вращающейся с произвольной скоростью ω_{кс}. В этом случае уравнения (2.49) преобразуются к виду

$$\begin{cases} \overline{U}_{1} = R_{1} \cdot \overline{I}_{1} + \frac{d\psi_{1}}{dt} + j \cdot \omega_{\kappa c} \cdot \overline{\psi}_{1}; \\ \overline{U}_{2} = R_{2} \cdot \overline{I}_{2} + \frac{d\overline{\psi}_{2}}{dt} - j \cdot (\omega_{\kappa c} - \omega) \cdot \overline{\psi}_{2}; \\ \\ \left\{ \overline{\psi}_{1} = L_{1} \cdot \overline{I}_{1} + L_{m} \cdot \overline{I}_{2}; \\ \overline{\psi}_{2} = L_{2} \cdot \overline{I}_{2} + L_{m} \cdot \overline{I}_{1}, \end{cases}$$

$$(2.50)$$

где $\omega_{\rm kc} = \omega \cdot z_p$ – скорость вращения координатной сетки;

*z*_{*p*} – число пар полюсов в машине.

В уравнениях (2.49) и (2.50) все коэффициенты являются величинами постоянными, имеют четкий физический смысл и могут быть определены по паспортным данным двигателя либо экспериментально.

2.8. Уравнения электромагнитной мощности и момента асинхронного двигателя

Мгновенная мощность трехфазного асинхронного двигателя, выраженная через мгновенные значения токов и напряжений фаз:

$$p = u_{1A} \cdot i_{1A} + u_{1B} \cdot i_{1B} + u_{1C} \cdot i_{1C} .$$
(2.51)

Подставим в (2.51) составляющие токов фаз и фазных напряжений, разложенные по осям неподвижной системы координат *a*, *jb*, получим

$$p = u_{1a} \cdot i_{1a} + \left(-\frac{u_{1a}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} u_{1b} \right) \cdot \left(-\frac{i_{1a}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{1b} \right) + \left(-\frac{u_{1a}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} u_{1b} \right) \cdot \left(-\frac{i_{1a}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{1b} \right) = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left(\overline{U_{10}} \cdot \overline{I_{10}^*} \right),$$

$$(2.52)$$

где $\overline{U_{10}} = u_{1a} + j \cdot u_{1b}$ – вектор фазного напряжения в неподвижной системе координат и его составляющие, разложенные по осям неподвижной системы координат; $\overline{I_{10}^*} = i_{1a} - j \cdot i_{1b}$ – вектор фазного тока асин-

хронного двигателя, сопряженный с вектором $\overline{I_{10}}$ в неподвижной системе координат, и его составляющие, разложенные по осям неподвижной системы координат.

Так как произведение двух векторов определяется значениями их модулей и углом между векторами и не зависит от того, в какой системе координат они представлены, то в общем случае

$$p = \frac{3}{2} \operatorname{Re}\left(\overline{U_1} \cdot \overline{I_1^*}\right) = \frac{3}{2} \left(u_{1x} \cdot i_{1x} + u_{1y} \cdot i_{1y} \right).$$
(2.53)

Подставим в (2.53) значения напряжений из первого уравнения (2.50), разложив его по осям вращающейся системы координат *x*, *jy*, получим

$$p = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \left(i_{1x}^2 + i_{1y}^2 \right) \cdot R_1 + \left(\frac{d\psi_{1x}}{dt} i_{1x} + \frac{d\psi_{1y}}{dt} i_{1y} \right) + \\ + \omega_{\kappa c} \left(\psi_{1x} \cdot i_{1y} - \psi_{1y} \cdot i_{1x} \right) \end{bmatrix}, \quad (2.54)$$

где ψ_{1x} – составляющая вектора потокосцепления обмотки статора, ориентированная вдоль оси *x* вращающейся системы координат;

ψ_{1y} – составляющая вектора потокосцепления обмотки статора, ориентированная вдоль оси *у* вращающейся системы координат.

Анализ выражения (2.54) показывает, что первое слагаемое в квадратных скобках есть тепловые потери в обмотках статора асинхронного двигателя. Второе слагаемое – изменение электромагнитной энергии, запасенной в индуктивностях обмоток статора, которое при $\overline{\psi_1}$ = const равно нулю. Третье слагаемое – электромагнитная мощность p_3 , передаваемая со стороны статора в воздушный зазор.

Электромагнитный момент асинхронного двигателя

$$M = \frac{p_{\mathfrak{H}}}{\omega} z_p = \frac{3}{2} z_p \operatorname{Im}\left(\overline{\psi_1} * \overline{I_1^*}\right) = \frac{3 \cdot z_p}{2} \left[\left(\psi_{1x} \cdot i_{1y} - \psi_{1y} \cdot i_{1x}\right) \right]. \quad (2.55)$$

Выражение (2.55), определяющее электромагнитный момент, не единственное для асинхронного двигателя.

Используя уравнения связи между векторами потокосцеплений и токов двигателя

$$\begin{cases} \overline{\psi}_1 = L_1 \cdot \overline{I}_1 + L_m \cdot \overline{I}_2; \\ \overline{\psi}_2 = L_2 \cdot \overline{I}_2 + L_m \cdot \overline{I}_1, \end{cases}$$

момент асинхронного двигателя можно выразить через любую пару векторов $\overline{I_1}, \overline{I_2}, \overline{\psi_1}, \overline{\psi_2}$.

Ниже даны другие равнозначные варианты уравнений электромагнитного момента асинхронного двигателя в виде скалярных произведений векторов в их компактной и развернутой формах. Формулы приведены для моделирования асинхронного двигателя в неподвижных координатах и позволяют в каждом конкретном случае выбирать наиболее благоприятный вариант вычисления момента:

$$M = \frac{3 \cdot z_p \cdot L_m}{2 \cdot L_1 \cdot L_2' \cdot \sigma} \operatorname{Im}\left(\overline{\psi_1} * \overline{\psi_2^*}\right) = \frac{3 \cdot z_p \cdot L_m}{2 \cdot L_1 \cdot L_2' \cdot \sigma} (\psi_{1b} \cdot \psi_{2a} - \psi_{1a} \cdot \psi_{2b}); \quad (2.56)$$

$$M = \frac{3 \cdot z_p \cdot L_m}{2 \cdot L_1} \operatorname{Im}\left(\overline{\psi_1^*} * \overline{I_2}\right) = \frac{3 \cdot z_p \cdot L_m}{2 \cdot L_1} (\psi_{1b} \cdot i_{2a} - \psi_{1a} \cdot i_{2b}); \quad (2.57)$$

$$M = \frac{3 \cdot z_p \cdot L_m}{2} \operatorname{Im}\left(\overline{I_2^*} * \overline{I_1}\right) = \frac{3 \cdot z_p \cdot L_m}{2} (i_{2a} \cdot i_{1b} - i_{2b} \cdot i_{1a}); \quad (2.58)$$

$$M = \frac{3 \cdot z_{p} \cdot L_{m}}{2 \cdot L_{2}} \operatorname{Im}\left(\overline{\psi_{2}^{*}} * \overline{I_{1}}\right) = \frac{3 \cdot z_{p} \cdot L_{m}}{2 \cdot L_{2}} (\psi_{2a} \cdot i_{1b} - \psi_{2b} \cdot i_{1a}); \quad (2.59)$$

$$M = \frac{3 \cdot z_p}{2} \operatorname{Im}\left(\overline{\psi_2} * \overline{I_2^*}\right) = \frac{3 \cdot z_p}{2} (\psi_{2b} \cdot i_{2a} - \psi_{2a} \cdot i_{2b}), \qquad (2.60)$$

где ψ_{1a} – составляющая вектора потокосцепления обмотки статора, ориентированная вдоль ос
иaнеподвижной системы координат;
 ψ_{1b} – составляющая вектора потокосцепления обмотки статора, ориентированная вдоль оси *b* неподвижной системы координат; *i*_{1*a*} – составляющая вектора тока обмотки статора, ориентированная вдоль оси а неподвижной системы координат; *i*_{1b} – составляющая вектора тока обмотки статора, ориентированная вдоль оси b неподвижной системы координат; ψ_{2a} – составляющая вектора потокосцепления обмотки ротора, ориентированная вдоль ос
иaнеподвижной системы координат;
 ψ_{2b} – составляющая вектора потокосцепления обмотки ротора, ориентированная вдоль оси b неподвижной системы координат; i_{2a} – составляющая вектора тока обмотки ротора, ориентированная вдоль оси а неподвижной системы координат; i2b – составляющая вектора тока обмотки ротора, ориентированная вдоль оси b неподвижной системы координат; $\overline{I_2^*}$ – вектор тока, комплексно сопряженный с вектором тока ротора I_2' ; $\overline{\psi_1}$ – вектор потокосцепления обмотки статора; $\overline{\psi_1^*}$ – вектор потокосцепления, комплексно сопряженный с вектором потокосцепления обмотки

статора $\overline{\psi_1}$; $\overline{\psi_2}$ – вектор потокосцепления обмотки ротора; $\overline{\psi_2^*}$ – вектор потокосцепления, комплексно сопряженный с вектором потокосцепления обмотки ротора $\overline{\psi_2}$.

2.9. Моделирование асинхронного двигателя в неподвижной системе координат

При моделировании динамических процессов в неподвижной системе координат трехфазный асинхронный двигатель чаще всего сводят к двухфазной машине, у которой две обмотки *a* и *b* сдвинуты в пространстве на 90 градусов и совмещены с координатными осями *a*, *jb*. Установлено, что при питании обмоток статора двухфазного асинхронного двигателя синусоидальными напряжениями, сдвинутыми на 90 эл. град., удается обеспечить в зазоре электрической машины круговое вращающееся электромагнитное поле.

Переходные процессы, а также уравнение динамической механической характеристики короткозамкнутого двухфазного асинхронного двигателя, получающего питание от сети или индивидуального преобразователя, обладающего свойствами источника напряжения, можно получить из совместного решения системы дифференциальных уравнений (2.49) и одного из уравнений электромагнитного момента двигателя (2.55)–(2.60).

Из векторных уравнений (2.49) выделим их составляющие по осям *a*, *jb* неподвижной системы координат, то есть их вещественную и мнимую части, и после преобразований получим

$$\frac{d\psi_{1a}}{dt} = U_{1a} - \frac{R_1}{L_1 \cdot \sigma} \left(\psi_{1a} - \frac{L_m}{L_2} \psi_{2a} \right);$$

$$\frac{d\psi_{1b}}{dt} = U_{1b} - \frac{R_1}{L_1 \cdot \sigma} \left(\psi_{1b} - \frac{L_m}{L_2} \psi_{2b} \right);$$

$$\frac{d\psi_{2a}}{dt} = -\frac{R_2'}{L_2' \cdot \sigma} \left(\psi_{2a} - \frac{L_m}{L_1} \psi_{1a} \right) - \omega \cdot \psi_{2b};$$

$$\frac{d\psi_{2b}}{dt} = -\frac{R_2'}{L_2' \cdot \sigma} \left(\psi_{2b} - \frac{L_m}{L_1} \psi_{1b} \right) + \omega \cdot \psi_{2a};$$

$$M = \frac{3 \cdot z_p \cdot L_m}{2 \cdot L_1} \left(\psi_{1b} \cdot i_{2a} - \psi_{1a} \cdot i_{2b} \right).$$
(2.61)



Рис. 2.13. Структурная схема короткозамкнутого асинхронного двигателя в неподвижной системе координат

В системе уравнений (2.61) приняты следующие обозначения:

 U_{1a} – составляющая вектора напряжения обмотки статора, ориентированная вдоль оси *а* неподвижной системы координат;

 U_{1b} – составляющая вектора напряжения обмотки статора, ориентированная вдоль оси *b* неподвижной системы координат;

 $L_1 = L_{1\sigma} + L_m$ – эквивалентная индуктивность обмотки статора, равная индуктивности рассеяния обмотки статора и индуктивности от главного поля;

 $\dot{L_2} = \dot{L_{2\sigma}} + L_m$ – эквивалентная индуктивность обмотки ротора, приведенная к обмотке статора, равная индуктивности рассеяния обмотки ротора и индуктивности от главного поля;

L_m – индуктивность от главного поля (контура намагничивания), создаваемая суммарным действием токов статора;

 $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_1 \cdot L_2} -$ коэффициент рассеяния.

Электромеханические процессы в электроприводе описываются уравнением движения. Для случая $J_{\Sigma} = \text{const:}$

$$M - M_{\rm c} = J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt}.$$

Структурная схема динамической модели короткозамкнутого асинхронного электродвигателя, соответствующая системе уравнений (2.61), приведена на рис. 2.13.

Анализ динамических процессов преобразования энергии в асинхронном двигателе представляет собой сложную задачу в связи с существенной нелинейностью уравнений, описывающих асинхронный двигатель, обусловленной произведением переменных. Поэтому исследование динамических характеристик асинхронного двигателя целесообразно вести с применением средств вычислительной техники.

Пример 2.4. Для короткозамкнутого асинхронного двигателя типа 4A112MB6У3 рассчитать и построить динамическую механическую характеристику. Основные параметры двигателя: P = 4,0 кВт; $U_{1H} = 220$ В; $I_{1H} = 9,125$ А; f = 50 Гц; $z_p = 3$; $R_1 = 1,878$ Ом; $X_{1\sigma} = 2,248$ Ом; $R'_2 = 1,393$ Ом; $X'_{2\sigma} = 2,994$ Ом; $X_m = 47,98$ Ом; $J_{\Sigma} = 2J_{A} = 0,042$ кг · м².

Решение. Динамическую модель асинхронного двигателя составим в соответствии с его структурной схемой, приведенной на рис. 2.13. Моделирование асинхронного двигателя будем производить в относительных единицах. Введение относительных единиц позволяет перейти в уравнениях (2.61) от индуктивностей L к индуктивным сопротивлениям X без их пересчета, существенно сокращает время моделирования и позволяет устранить многие проблемы при моделировании, а диапазон численных значений переменных, как правило, значительно меньше, чем в системе с абсолютными значениями переменных – токов, моментов, мощностей [7, 8, 9, 10].

Для описания моделей асинхронных двигателей будем использовать следующую систему относительных единиц, приняв в качестве базисных:

- амплитудное значение номинального фазного напряжения обмотки статора $U_6 = U_{1\text{max}, \text{H}} = \sqrt{2} \cdot U_{1\text{H}}$;
- амплитудное значение номинального фазного тока обмотки статора $I_5 = I_{1 \max, \mu} = \sqrt{2} \cdot I_{1\mu};$
- сопротивление $Z_{\tilde{0}} = \frac{U_{\tilde{0}}}{I_{\tilde{0}}};$
- безразмерное время $\tau = \omega_{\tilde{0}} \cdot t$;
- номинальное значение угловой частоты напряжения обмотки статора $\omega_6 = \omega_H = 2 \cdot \pi \cdot f_{1H}$;

• потокосцепление
$$\psi_{\tilde{0}} = \frac{U_{\tilde{0}}}{\omega_{\tilde{0}}};$$

• мощность
$$P_{\tilde{0}} = \frac{3}{2}U_{\tilde{0}} \cdot I_{\tilde{0}};$$

• энергию
$$W_{\mathbf{5}} = P_{\mathbf{5}} \cdot \mathbf{\tau};$$

• электромагнитный момент, момент сопротивления

$$M_{\tilde{6}} = \frac{P_{\tilde{6}} \cdot z_p}{\omega_{\tilde{6}}} = \frac{3}{2} z_p \frac{U_{\tilde{6}} \cdot I_{\tilde{6}}}{\omega_{\tilde{6}}};$$

• момент инерции
$$J_{\vec{0}} = \frac{W_{\vec{0}}}{\omega_{\vec{0}}^2}$$

Так как в дальнейшем будут использоваться уравнения, записанные в основном в относительных единицах, то в них обозначения токов, напряжений, потокосцеплений, сопротивлений оставим прежними.

Уравнения для электромагнитного момента асинхронного двигателя в относительных единицах получим после деления (2.55)–(2.60) на базисный момент M_{5} :

$$\mu = \frac{X_m}{X_1} (\psi_{1b} \cdot i_{2a} - \psi_{1a} \cdot i_{2b}); \qquad (2.62)$$

$$\mu = \frac{X_m}{X_1 \cdot X_2' \cdot \sigma} (\psi_{1b} \cdot \psi_{2a} - \psi_{1a} \cdot \psi_{2b}); \qquad (2.63)$$

$$\mu = (\psi_{1a} \cdot i_{1b} - \psi_{1b} \cdot i_{1a}); \qquad (2.64)$$

$$\mu = X_m (i_{2a} \cdot i_{1b} - i_{2b} \cdot i_{1a}); \qquad (2.65)$$

$$\mu = \frac{X_m}{X_2'} (\psi_{2a} \cdot i_{1b} - \psi_{2b} \cdot i_{1a}); \qquad (2.66)$$

$$\mu = (\psi_{2b} \cdot i_{2a} - \psi_{2a} \cdot i_{2b}). \tag{2.67}$$

Уравнение движения асинхронного двигателя в относительных единицах получим, разделив (1.7) на M_{5} :

$$\mu_{\rm d} - \mu_{\rm c} = H_{\Sigma} \frac{d\upsilon}{d\tau}, \qquad (2.68)$$

где $H_{\Sigma} = \frac{J_{\Sigma} \cdot \omega_{0}^{2}}{M_{0}}$ – эквивалентный момент инерции в относительных

единицах.

Имитационное моделирование динамических процессов в асинхронном двигателе произведем в соответствии со структурной схемой (рис. 1.11) в программной среде WINDORA. С целью упрощения набора имитационной модели выделим повторяющуюся часть (рис. 2.14) структурной схемы короткозамкнутого асинхронного двигателя и создадим «Суперблок» (рис. 2.15), который моделирует повторяющуюся часть, что значительно упрощает набор имитационной модели.



Рис. 2.14. Повторяющаяся часть структурной схемы короткозамкнутого асинхронного двигателя



Рис. 2.15. Модуль суперблока имитационной модели короткозамкнутого асинхронного двигателя: 1 – условное графическое обозначение; 2 – структурная схема

Определим значения безразмерных коэффициентов структурной схемы асинхронного двигателя с учетом принятой системы базисных величин.

- Базисное сопротивление $Z_6 = \frac{U_{1H}}{I_{1H}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 220}{\sqrt{2} \cdot 9,125} = 24,11$ o. e.
- Относительное активное сопротивление обмотки статора

$$R_{1*} = \frac{R_1}{Z_6} = \frac{1,878}{24,11} = 0,0779 \,\text{o. e.}$$

• Относительное активное сопротивление обмотки ротора, приведенное к обмотке статора:

$$R'_{2*} = \frac{R'_2}{Z_6} = \frac{1,393}{24,11} = 0,0578$$
 o. e.

• Относительное эквивалентное индуктивное сопротивление обмотки статора

$$X_{1*} = \frac{X_{1\sigma} + X_m}{Z_{\sigma}} = \frac{2,248 + 47,98}{24,11} = 2,043 \text{ o. e.}$$

• Относительное эквивалентное индуктивное сопротивление обмотки ротора, приведенное к обмотке статора:

$$X'_{2*} = \frac{X_{2\sigma} + X_m}{Z_{\bar{\sigma}}} = \frac{2,994 + 47,98}{24,11} = 2,114 \text{ o. e.}$$

Коэффициент рассеяния

$$\sigma = 1 - \frac{X_m^2}{X_1 \cdot X_2} = 1 - \frac{47,98^2}{50,228 \cdot 50,974} = 0,1009 \text{ o. e.}$$





• Вспомогательные коэффициенты

$$\frac{1}{X_{1*} \cdot \sigma} = \frac{1}{2,043 \cdot 0,1009} = 4,85 \text{ o. e.};$$
$$\frac{1}{X_{2*} \cdot \sigma} = \frac{1}{2,114 \cdot 0,1009} = 4,688 \text{ o. e.};$$

$$\frac{X_{m*}}{X_{1*} \cdot X_{2*}^{'} \cdot \sigma} = \frac{1,99}{2,043 \cdot 2,114 \cdot 0,1009} = 4,566 \text{ o. e.}$$

• Базисный момент

$$M_{\tilde{6}} = \frac{3}{2} z_p \frac{U_{\tilde{6}} \cdot I_{\tilde{6}}}{\omega_{\tilde{6}}} = \frac{3}{2} 3 \frac{2 \cdot 220 \cdot 9,125}{314,15} = 57,52 \text{ o. e.}$$

• Эквивалентный момент инерции в относительных единицах

$$H = \frac{J_{\Sigma}}{J_{0}} = \frac{J_{\Sigma} \cdot \omega_{0}^{2}}{M_{0}} = \frac{0.042 \cdot 314.15^{2}}{57.52} = 72,06 \text{ o. e.}$$

Полная схема имитационной модели короткозамкнутого асинхронного двигателя, составленная в соответствии со структурной схемой рис. 2.13. в неподвижной системе координат, приведена на рис. 2.16.

Так как динамическую механическую характеристику асинхронного двигателя можно получить только по результатам расчетов переходных процессов, то вначале приведем графики переходных процессов скорости рис. 2.17 и момента рис. 2.18 при пуске двигателя прямым включением в сеть.



Рис. 2.17. Переходный процесс скорости при пуске короткозамкнутого асинхронного двигателя прямым включением в сеть при моделировании в неподвижной системе координат



Рис. 2.18. Переходный процесс электромагнитного момента при пуске короткозамкнутого асинхронного двигателя прямым включением в сеть при моделировании в неподвижной системе координат

Графики $\omega = f(\tau)$ и $M = f(\tau)$ переходных процессов позволяют построить динамическую механическую характеристику (рис. 2.19, кривая 1) асинхронного двигателя при пуске прямым включением в сеть. Для сравнения на этом же рисунке приведена статическая механическая характеристика 2, рассчитанная по выражению (2.6) для тех же параметров схемы замещения асинхронного двигателя.



Рис. 2.19. Механические характеристики короткозамкнутого асинхронного двигателя: 1 – динамическая; 2 – статическая

Анализ динамической механической характеристики асинхронного двигателя показывает, что максимальные ударные моменты при пуске превышают номинальный момент $M_{\rm H}$ статической механической характеристики более чем в 4,5 раза и могут достичь недопустимо больших по механической прочности значений. Ударные моменты при пус-

ке, и особенно при реверсе, асинхронного двигателя приводят к выходу из строя кинематики производственных механизмов и самого асинхронного двигателя.

Моделирование в неподвижной системе координат позволяет исследовать влияние на характер переходных процессов и динамическую механическую характеристику асинхронного двигателя таких характерных особенностей питающей сети, как:

- сдвиг по фазе питающих двигатель напряжений, отличающихся от стандартных значений;
- неравенство по амплитуде питающих двигатель напряжений.

Следует отметить, что при моделировании асинхронного двигателя в неподвижной системе координат на вход модели подаются гармонические сигналы $-\sqrt{2} \cdot \cos \tau$ и $\sqrt{2} \cdot \sin \tau$ (рис. 2.20).



Рис. 2.20. Входные сигналы при моделировании асинхронного двигателя в неподвижной системе координат

При питании обмоток статора асинхронного двигателя от статических преобразователей частоты системы управления выполняются во вращающейся системе координат. Используя вращающуюся систему координат для построения электроприводов с асинхронными двигателями, удается значительно упростить систему управления, перейдя от гармонических входных воздействий к аналоговым скалярным переменным. Представление асинхронных электроприводов во вращающейся системе координат позволяет производить их анализ и синтез методами, хорошо проработанными в теории электроприводов постоянного тока.

2.10. Моделирование короткозамкнутого асинхронного двигателя во вращающейся системе координат

При исследовании асинхронных электроприводов в большинстве случаев применяют вращающуюся с относительной скоростью $\omega_{\rm kc}$ систему координат, с вещественной осью *x* и с мнимой осью *y*. Во вращающейся системе координат дифференциальные уравнения, описывающие динамическую модель асинхронного двигателя, имеют следующий вид:

$$\frac{d\psi_{1x}}{dt} = U_{1x} - \frac{R_1}{L_1 \cdot \sigma} \left(\psi_{1x} - \frac{L_m}{L_2} \psi_{2x} \right) + \omega_{\text{KC}} \cdot \psi_{1y};$$

$$\frac{d\psi_{1y}}{dt} = U_{1y} - \frac{R_1}{L_1 \cdot \sigma} \left(\psi_{1y} - \frac{L_m}{L_2} \psi_{2y} \right) - \omega_{\text{KC}} \cdot \psi_{1x};$$

$$\frac{d\psi_{2x}}{dt} = -\frac{R'_2}{L'_2 \cdot \sigma} \left(\psi_{2x} - \frac{L_m}{L_1} \psi_{1x} \right) + \left(\omega_{\text{KC}} - \omega \right) \cdot \psi_{2y};$$

$$\frac{d\psi_{2y}}{dt} = -\frac{R'_2}{L'_2 \cdot \sigma} \left(\psi_{2y} - \frac{L_m}{L_1} \psi_{1y} \right) - \left(\omega_{\text{KC}} - \omega \right) \cdot \psi_{2x};$$

$$M = \frac{3 \cdot z_p \cdot L_m}{2 \cdot L_1} \left(\psi_{1y} \cdot i_{2x} - \psi_{1x} \cdot i_{2y} \right),$$
(2.69)

где $\omega_{\kappa c}$ – скорость вращения системы координат.

Подаваемые на вход модели напряжения U_{1x} и U_{1y} также описываются во вращающейся системе координат и представляются постоянными сигналами.

Моделирование асинхронного двигателя во вращающейся системе координат будем производить в относительных единицах с базовыми значениями, принятыми в примере 2.4. Разделив $\omega_{\rm kc}$ на базовое значение угловой частоты напряжения обмотки статора $\omega_{\rm f}$, получим относительную скорость вращения координатной сетки

$$v_{\rm KC} = \frac{\omega_{\rm KC}}{\omega_{\rm f}}.$$



Рис. 2.21. Структурная схема динамической модели короткозамкнутого асинхронного электродвигателя во вращающейся системе координат

Уравнение движения асинхронного электропривода в относительных единицах

$$\mu - \mu_{\rm c} = H_{\Sigma} \frac{d\upsilon}{d\tau},$$

где $H_{\Sigma} = \frac{J_{\Sigma} \cdot \omega_{0}^{2}}{M_{0}}$ – эквивалентный момент инерции в относительных

единицах.

Структурная схема динамической модели короткозамкнутого асинхронного электродвигателя во вращающейся системе координат, соответствующая системе уравнений (2.69), приведена на рис. 2.21.

Пример 2.5. Для короткозамкнутого асинхронного двигателя типа 4A112MB6V3 составить модель во вращающейся системе координат, рассчитать и построить переходные процессы скорости и момента при пуске двигателя прямым включением в сеть, а также динамическую механическую характеристику. Параметры двигателя: P = 4,0 кВт; $U_{1\rm H} = 220$ B; $I_{1\rm H} = 9,125$ A; f = 50 Гц; $z_p = 3$; $R_1 = 1,878$ Ом; $X_{1\sigma} = 2,248$ Ом; $R'_2 = 1,393$ Ом; $X'_{2\sigma} = 2,994$ Ом; $X_m = 47,98$ Ом.

Решение. Динамическая модель асинхронного двигателя, соответствующая его структурной схеме, рис. 2.21, приведена на рис. 2.22. Результаты моделирования представлены на рис. 2.23–2.25.



Рис. 2.22. Схема имитационной модели короткозамкнутого асинхронного двигателя во вращающейся системе координат

Сравнивая результаты имитационного моделирования короткозамкнутого асинхронного двигателя в неподвижной и вращающейся системе координат, можно сделать вывод об их практически полном совпадении. Незначительные отличия объясняются погрешностью дискретности расчета характеристик.



Рис. 2.23. Переходный процесс скорости при пуске короткозамкнутого асинхронного двигателя прямым включением в сеть при моделировании во вращающейся системе координат



Рис. 2.24. Переходный процесс электромагнитного момента при пуске короткозамкнутого асинхронного двигателя прямым включением в сеть при моделировании во вращающейся системе координат

Схема имитационной модели позволяет достаточно просто провести исследования динамических механических характеристик асинхронного двигателя. Установлено, что динамическая характеристика определяется не только параметрами схемы замещения асинхронного двигателя, но и параметрами электропривода, такими как эквивалентный момент инерции J_{Σ} , момент сопротивления M_c на валу двигателя. Следо-

вательно, асинхронный двигатель при данных параметрах питающей сети и схемы замещения обладает одной статической и множеством динамических механических характеристик.



Рис. 2.25. Динамическая механическая характеристика короткозамкнутого асинхронного двигателя при пуске прямым включением в сеть при моделировании во вращающейся системе координат

Как следует из анализа динамических характеристик рис. 2.23–2.25, переходный процесс пуска короткозамкнутого асинхронного двигателя может иметь колебательный характер не только на начальном, но и на конечном участке, причем скорость двигателя превышает синхронную ω_0 . На практике колебания угловой скорости и момента двигателя на конечном участке переходного процесса наблюдаются не всегда. Кроме того, имеется большое число производственных механизмов, для которых такие колебания необходимо исключить. Характерный пример – механизмы лебедок и перемещения подъемных кранов. Для таких механизмов выпускаются асинхронные двигатели с мягкими механическими характеристиками или с повышенным скольжением. Установлено, чем мягче рабочий участок механической характеристики асинхронного двигателя и чем больше эквивалентный момент инерции электропривода, тем меньше амплитуда колебаний при выходе на установившуюся скорость и тем быстрее они затухают.

Исследования динамических механических характеристик имеют теоретическое и практическое значение, поскольку, как было показано в разделе 2.1, учет только статических механических характеристик может привести к не совсем корректным выводам и к искажению характера динамических нагрузок при пусках асинхронных двигателей. Исследования показывают, что максимальные значения динамического момента могут превышать номинальный момент двигателя при пуске прямым включением в сеть в 4–6 раз и в 8–12 раз при реверсировании двигателя, что необходимо учитывать при разработке и изготовлении электроприводов.

3. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

3.1. Общие положения

Регулированием скорости электропривода называется принудительное изменение скорости в зависимости от требований технологического процесса. Основными показателями, характеризующими различные способы регулирования скорости электропривода, являются:

- диапазон регулирования скорости;
- плавность регулирования скорости;
- погрешность регулирования скорости;
- направление регулирования скорости;
- статическая жесткость механической характеристики электропривода;
- допустимая нагрузка двигателя.

Под *диапазоном регулирования скорости* электропривода будем понимать отношение средних максимальной $\omega_{max.cp}$ и минимальной $\omega_{min.cp}$ скорости электропривода при заданном диапазоне изменения нагрузки на валу двигателя:

$$D = \frac{\omega_{\max. cp}}{\omega_{\min. cp}}.$$
 (3.1)

Плавностью регулирования скорости электропривода называется отношение разности двух соседних значений скорости ω_i и ω_{i-1} электропривода к ее номинальному значению:

$$\varphi_{\Pi\Pi} = \frac{\omega_i - \omega_{i-1}}{\omega_{\rm H}} \,. \tag{3.2}$$

Погрешностью поддержания скорости электропривода называется отношение приращения скорости электропривода, при изменении нагрузки от нуля до номинальной, к скорости при номинальной нагрузке:

$$\delta = \frac{\omega_0 - \omega_{I_{\rm H}}}{\omega_{I_{\rm H}}},\tag{3.3}$$

где ω_0 – скорость идеального холостого хода, рад/с; $\omega_{I_{\rm H}}$ – скорость при номинальной нагрузке.

Направление регулирования скорости, то есть уменьшение или увеличение ее по отношению к номинальной скорости, зависит от способа регулирования скорости. Статической жесткостью механической характеристики электропривода называется отношение разности моментов, соответствующих двум статическим режимам, к разности скоростей электропривода в этих режимах при линеаризации механической характеристики электропривода на этом участке:

$$\beta = \frac{M_{c1} - M_{c2}}{\omega_1 - \omega_2}.$$
(3.4)

Механическая характеристика электропривода, поясняющая определение статической жесткости, приведена на рис. 3.1.



Рис. 3.1. Механическая характеристика электропривода

Допустимой нагрузкой двигателя называется наибольшее значение момента, который двигатель способен развивать длительно при работе на регулировочной характеристике. Определяется нагревом двигателя и зависит от способа регулирования скорости. Следует отметить, что выпускаемые в настоящее время асинхронные двигатели в подавляющем большинстве самовентилируемые, то есть снабжены собственным вентилятором для охлаждения. При малых угловых скоростях эти двигатели должны работать при токах и моментах, меньших номинальных.

3.2. Асинхронный электропривод с фазовым регулированием угловой скорости

Одной из эффективных возможностей повышения надежности и экономичности работы электроприводов с асинхронными двигателями является использование тиристорных регуляторов напряжения. Схема силовых цепей нереверсивного тиристорного регулятора напряжения приведена на рис. 3.2.

Схема состоит из трех пар встречно-параллельно включенных тиристоров VS1-VS6, управляемых от системы импульсно-фазового управления (СИФУ) входным сигналом U_y . Изменяя напряжение управления, можно плавно менять действующее значение напряжения на обмотках статора двигателя.



Рис. 3.2. Схема силовых цепей нереверсивного тиристорного регулятора напряжения

Добавление в схему рис. 3.2 еще двух пар тиристоров позволяет получить реверсивную схему рис. 3.3, обеспечивающую возможность вращения двигателя в двух направлениях. В тиристорных регуляторах напряжения небольшой мощности вместо пары тиристоров используются симметричные тиристоры – симисторы, а также тиристорные модули различного типа, в том числе оптронные.



Рис. 3.3. Схема силовых цепей реверсивного тиристорного регулятора напряжения

Механическая характеристика асинхронного двигателя при регулировании скорости изменением напряжения определяется выражением (2.9)

$$M = \frac{2 \cdot M_{\kappa} (1 + a \cdot s_{\kappa})}{\frac{s_{\kappa}}{s} + \frac{s}{s_{\kappa}} + 2 \cdot a \cdot s_{\kappa}},$$

где
$$s_{\rm K} = \pm \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + X_{\rm KH}^2}}$$
 – критическое скольжение;
$$M_{\rm K} = \frac{m \cdot U_{1j}^2}{2 \cdot \omega_0 \cdot \left(R_1 \pm \sqrt{(R_1^2 + X_{\rm KH}^2)}\right)} -$$
критический момент

При снижении фазного напряжения U_{1j} синхронная скорость ω_0 и критическое скольжение $s_{\rm K}$ двигателя остаются постоянными, а критический момент двигателя $M_{\rm K}$ уменьшается пропорционально квадрату фазного напряжения. Соответственно снижается жесткость рабочей части механической характеристики. При постоянной нагрузке $M_{\rm c}$ регулирование скорости возможно в диапазоне от ω_0 до $\omega_0(1 - s_{\rm ke})$. Механические характеристики асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором при изменении напряжения обмотки статора приведены на рис. 3.4.

При снижении питающего напряжения на 30 % критический момент асинхронного двигателя уменьшается примерно в два раза, и при значительном статическом моменте двигатель может остановиться и оказаться под пусковым током. Указанные случаи имеют место в слабых электрических сетях (северные районы, сельские местности). Следовательно, в системе управления электроприводом необходима времятоковая защита, предотвращающая нахождение двигателя под недопустимым током длительное время.



Рис. 3.4. Механические характеристики асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором при регулировании напряжения на статоре

В то же время преднамеренное снижение напряжения, подаваемого на статорные обмотки, часто используется для регулирования скорости асинхронного двигателя и для обеспечения плавности пуска.

Регулирование скорости асинхронного двигателя путем изменения напряжения обмотки статора сопряжено с возможностью перегрева его ротора и может производиться лишь при определенных условиях:

- при малом диапазоне снижения скорости относительно номинальной;
- при снижении относительно номинального момента сопротивления на валу двигателя;
- при использовании двигателя с повышенным скольжением.

Предположим, что момент сопротивления на валу двигателя остается постоянным и равным номинальному ($M_c = M_H$). При снижении напряжения до U_{12} двигатель будет работать со скольжением s_p и скоростью $\omega_p = \omega_0 (1 - s_p)$. Мощность ΔP_{M2} , выделяемая в виде потерь в обмотке ротора двигателя, будет равна

$$\Delta P_{\rm M2} = M_c \cdot \omega_0 \cdot s_{\rm p} = 3 \cdot \left(I_2^{\prime}\right)^2 \cdot R_2^{\prime}$$

и пропорциональна площади прямоугольника 0абs_p.

Номинальная мощность скольжения, на рассеяние которой рассчитана конструкция двигателя, пропорциональна площади $0a\delta s_{\rm H}$, она примерно в два раза меньше потерь в роторе двигателя, работающего в точке «в». Естественно, что при работе в указанном режиме ротор двигателя будет перегреваться. Поэтому регулирование скорости асинхронного двигателя изменением напряжения статора возможно в том случае, когда момент сопротивления $M_{\rm c}$ при снижении скорости существенно меньше номинального момента. Свойством снижения момента сопротивления с уменьшением скорости обладают вентиляторные нагрузки (1.5):

$$M_{\rm c} = M_{\rm c3} + b \cdot \omega^x$$
.

Механические характеристики для случая вентиляторной нагрузки приведены на рис. 3.5.

Поскольку со снижением скорости от $\omega_{\rm H}$ до $\omega_0(1-s_{\rm p})$ момент сопротивления $M_{\rm c}$ уменьшается примерно в квадрат раз от величины снижения скорости, то мощность потерь в обмотке ротора $\Delta P_{\rm M2}$ со снижением скорости растет в меньшей степени, чем при постоянной нагрузке.

Скорости, соответствующие установившимся режимам работы электропривода, можно определить графически по точкам пересечения механических характеристик асинхронного двигателя $M = f(\omega)$ и механической характеристики вентилятора $M_c = f(\omega)$. Точки, соответствующие установившимся значениям скорости или скольжения $s_{\rm H}$, $s_{\rm p1}$, $s_{\rm p2}$, могут соответствовать устойчивому или неустойчивому равновесию.



Рис. 3.5. Механические характеристики асинхронного двигателя при регулировании напряжения статора и вентиляторном моменте нагрузки

Возникает вопрос об устойчивости работы электропривода с вентиляторной нагрузкой при скольжении *s*_{p1}.

Критерием устойчивости работы электропривода является выполнение неравенства (1.8)

$$k_{\beta}-k_{\beta c}<0,$$

где $k_{\beta} = \frac{dM}{d\omega}$ – жесткость механической характеристики двигателя в точке dM_{c}

установившегося режима; $k_{\beta c} = \frac{dM_c}{d\omega}$ – жесткость механической характе-

ристики механизма (вентилятора) в точке установившегося режима.

Жесткость механической характеристики вентилятора нетрудно найти аналитически из уравнения (1.8)

$$k_{\beta c} = \frac{dM_{c}}{d\omega} = \frac{d(M_{c3} + a \cdot \omega^{2})}{d\omega} = 2 \cdot a \cdot \omega.$$
(3.5)

Как следует из (3.5), жесткость вентилятора $k_{\beta c}$ линейно увеличивается с ростом его скорости и во всем диапазоне регулирования скорости положительна.

Для определения жесткости механической характеристики двигателя преобразуем (2.6), подставив в него значение скольжения $s = (\omega_0 - \omega)/\omega_0$, получим

$$M = \frac{m_{c} \cdot U_{1j}^{2} \cdot R_{2}^{'}}{(\omega_{0} - \omega) \cdot \left[\left(R_{1} + R_{2}^{'} \cdot \left(\frac{\omega_{0} - \omega}{\omega_{0}} \right)^{-1} \right)^{2} + \left(X_{1\sigma} + X_{2\sigma}^{'} \right)^{2} \right]}.$$
 (3.6)
TOTDA

$$k_{\beta} = \frac{dM}{d\omega} =$$

$$= d \left(\frac{m_{c} \cdot U_{1j}^{2} \cdot R_{2}^{'}}{(\omega_{0} - \omega) \cdot \left[\left(R_{1} + R_{2}^{'} \cdot \left(\frac{\omega_{0} - \omega}{\omega_{0}} \right)^{-1} \right)^{2} + \left(X_{1\sigma} + X_{2\sigma}^{'} \right)^{2} \right]} \right) \right/ d\omega .$$
 (3.7)

При известных параметрах вентилятора и двигателя значения $k_{\beta c}$ и k_{β} достаточно просто определяются путем численного дифференцирования выражений (3.5) и (3.7) в математической системе MathCAD. Результаты расчетов $k_{\beta c}$ и k_{β} , а также их разность $k_{\beta} - k_{\beta c}$, найденные для напряжения статора U_{11} , представлены на рис. 3.6.



Рис. 3.6. Зависимости жесткости асинхронного двигателя k_{β} и вентилятора $k_{\beta c}$ от скорости

Анализ графических зависимостей рис. 3.6 показывает, что условие (1.8) выполняется в окрестностях скорости $\omega_{p1} = \omega_0 (1 - s_{p1})$. Поэтому вращение вентилятора при скольжении s_{p1} (скорости ω_{p1}) будет устойчивым. Устойчивое вращение вентиляторов со скольжениями, большими s_{κ} ,

при регулировании их скорости изменением напряжения подтверждается практическими исследованиями для различных типов вентиляторов.

Вывод. Особенность механической характеристики вентилятора позволяет ему работать на участке механической характеристики асинхронного двигателя со скольжениями, большими $s_{\rm k}$, что практически недостижимо для других видов нагрузок. Однако работа с большими скольжениями вызывает и большие потери в роторе асинхронного двигателя.

3.3. Энергетическая эффективность асинхронных электроприводов

Полные электромагнитные потери в асинхронном двигателе зависят от трех составляющих:

$$\Delta P_{\rm 3M} = \Delta P_{\rm M1} + \Delta P_{\rm M2} + \Delta P_{\rm c1}, \qquad (3.8)$$

где $\Delta P_{\rm M1}$ – потери в меди статора, Вт; $\Delta P_{\rm M2}$ – потери в обмотке ротора, Вт; $\Delta P_{\rm c1}$ – потери в стали статора, Вт.

При работе на естественной характеристике эти потери определяются выражениями [11]:

$$\Delta P_{\rm M1} = \left[\frac{I_0}{I_{\rm 1H}} + \left(1 - \frac{I_0}{I_{\rm 1H}} \right) \mu_c^2 \right] \cdot \Delta P_{\rm M1H};$$

$$\Delta P_{\rm M2} = \mu_c^2 \cdot \Delta P_{\rm M2H};$$

$$\Delta P_{\rm c1} = \left[B + (1 - B) \mu_c^2 \right] \cdot \Delta P_{\rm c1H},$$
(3.9)

где $\Delta P_{\text{мl}\text{H}} = 3 \cdot I_{1\text{H}}^2 \cdot R_1$ – номинальные потери в меди статора, Вт; $\Delta P_{\text{м2H}} = 3 \cdot (I_{2\text{H}}')^2 \cdot R_2'$ – номинальные потери в обмотке ротора, Вт; $\Delta P_{\text{cl}\text{H}} = \Delta P_{\text{H}} - \left(\Delta P_{\text{м1H}} + 1,5 \cdot 10^{-2} P_{\text{H}} + 10^{-2} \frac{P_{\text{H}} \cdot s_{\text{H}}}{1 - s_{\text{H}}}\right)$ – номинальные потери в стали статора, Вт; $\Delta P_{\text{H}} = \frac{P_{\text{H}} \cdot (1 - \eta_{\text{H}})}{\eta_{\text{H}}}$ – суммарные потери в двигателе,

Вт; $\mu_{c} = \frac{M_{c}}{M_{H}}$ – относительное значение момента статической нагрузки, о. е.;

B – конструктивный коэффициент, зависящий от серии асинхронного двигателя, о. е.; B = 0.96 - 0.98 – для серий асинхронных двигателей 4A–6A; B = 0.94 - 0.97 – для краново-металлургической серии.

При работе на регулировочной характеристике, реализуемой за счет снижения напряжения обмотки статора, полные электромагнитные потери в асинхронном двигателе определяются в соответствии с выражениями:

$$\Delta P_{\rm M1} = 1.1 \cdot \mu_{\rm c}^2 \left[\frac{I_0 \cdot s_{\rm H}}{I_{1\rm H} \cdot s} + \left(1 - \frac{I_0}{I_{1\rm H}} \right) \frac{s_{\rm H}}{s} \right] \cdot \Delta P_{\rm M1\rm H};$$

$$\Delta P_{\rm M2} = 1.1 \cdot \mu_{\rm c}^2 \left(\frac{s}{s_{\rm H}} \right) \cdot \Delta P_{\rm M2\rm H};$$

$$\Delta P_{\rm c1} = \mu_{\rm c}^2 \cdot \left[B \frac{s_{\rm H}}{s} + (1 - B) \frac{s}{s_{\rm H}} \right] \cdot \Delta P_{\rm c1\rm H}.$$
(3.10)

Анализ выражений (3.10) показывает, что при работе на характеристике с пониженным напряжением увеличиваются потери в обмотке ротора $\Delta P_{\rm M2}$, но уменьшаются потери в меди статора $\Delta P_{\rm M1}$ и в стали статора $\Delta P_{\rm c1}$. Соотношение потерь таково, что общие электромагнитные потери $\Delta P_{\rm 3M}$ при работе на характеристике с пониженным напряжением оказываются меньше, чем при работе на естественной характеристике.

По литературным источникам [11], при регулировании скорости изменением напряжения для вентиляторной нагрузки, удается снизить энергопотребление в 1,5–2 раза. Экономия электроэнергии будет тем больше, чем меньше момент двигателя, по сравнению с номинальным, и чем больше работает двигатель с недогрузкой.

Пример 3.1. Для короткозамкнутого асинхронного двигателя типа 4A112MB6У3 рассчитать и построить механические и электромеханические статические характеристики для следующих напряжений обмоток статора: $U_{11} = 0,7 \cdot U_{1H}$; $U_{12} = 0,8 \cdot U_{1H}$; U_{1H} .

Основные параметры асинхронного двигателя и его схемы замещения:

- номинальная мощность двигателя $P_{\rm H} = 4$ кВт;
- номинальное фазное напряжение $U_{1H} = 220 \text{ B}$;
- номинальное скольжение $s_{\rm H} = 0,051$ o. e.;
- номинальный ток обмотки статора $I_{1\text{H}} = 9,125 \text{ A}$;
- активное сопротивление фазы обмотки статора $R_1 = 1,878$ Ом;
- индуктивное сопротивление рассеяния фазы обмотки статора $X_{1\sigma} = 2,248$ Ом;
- активное сопротивление ротора, приведенное к обмотке статора, $R'_2 = 1,393$ Ом;

- индуктивное сопротивление рассеяния фазы обмотки ротора, приведенное к обмотке статора, X'_{2σ} = 2,994 Ом;
- синхронная частота вращения $n_0 = 1000$ об/мин;
- кратность пускового тока $I_{\rm n}/I_{\rm 1H} = k_i = 6$ о. е.;
- кратность максимального момента $M_{\text{max}}/M_{\text{H}} = k_{\text{max}} = 2,2$ о. е.

Решение. Расчет механических характеристик асинхронного двигателя произведем в соответствии с выражением (2.6)

$$M = \frac{m_c \cdot U_{1j}^2 \cdot R_2}{\omega_0 \cdot s \cdot [(R_1 + R_2 \cdot s^{-1})^2 + (X_{1\sigma} + X_{2\sigma}')^2]} = \frac{3 \cdot U_{1j}^2 \cdot 1,393}{104,7 \cdot s \cdot [(1,878 + 1,393/s)^2 + (2,248 + 2,994)^2]}.$$

Механические характеристики, рассчитанные для различных напряжений обмотки статора, приведены на рис. 3.7.



Рис. 3.7. Статические механические характеристики асинхронного двигателя типа 4A112MB6У3 для различных напряжений обмотки статора

Электромеханическая характеристика $I_2 = f(s)$ определяется зависимостью

$$I'_{2} = \frac{U_{1j}}{\pm \sqrt{\left(R_{1} + \frac{R'_{2}}{s}\right)^{2} + X_{\text{KH}}^{2}}} = \frac{U_{1j}}{\sqrt{\left(1,878 + \frac{1,393}{s}\right)^{2} + 5,242^{2}}}.$$

Электромеханические характеристики $I'_2 = f(s)$ для различных напряжений обмоток статора приведены на рис. 3.8.

Статические электромеханические характеристики $I_1 = f(s)$ можно определить по выражению

$$I_{1} = \sqrt{I_{0}^{2} + I_{2}^{'2} + 2 \cdot I_{0} \cdot I_{2}^{'} \cdot \sin\varphi_{2}} ,$$

$$\sin\varphi_{2} = \frac{x_{\text{KH}}}{\sqrt{\left(R_{1} + \frac{R_{2}^{'}}{s}\right)^{2} + x_{\text{KH}}^{2}}} .$$

где

Так как регулирование скорости асинхронного двигателя производится изменением напряжения обмоток статора, то ток холостого хода I_0 является функцией напряжения обмоток статора и его можно найти в соответствии со схемой замещения (рис. 2.2) по уравнению

$$I_0 = \frac{U_{1j}}{\sqrt{R_1^2 + (X_{1\sigma} + X_m)^2}}$$
(3.11)

или после подстановки численных значений параметров

$$I_0 = \frac{U_{1j}}{\sqrt{1,878^2 + (2,248 + 54,47)^2}}$$

Графики электромеханических характеристик $I'_2 = f(s)$ и $I_1 = f(s)$ для различных напряжений обмотки статора приведены на рис. 3.8.



Рис. 3.8. Электромеханические характеристики короткозамкнутого асинхронного двигателя для различных напряжений обмоток статора

Вывод. При изменении напряжения статора критический и пусковой момент асинхронного двигателя уменьшаются пропорционально квадрату фазного напряжения. Одновременно пропорционально напряжению уменьшается ток короткого замыкания. Регулирование скорости происходит за счет изменения жесткости характеристик. На практике для некоторых типов вентиляторов удается получить диапазон регулирования скорости D=1:10 за счет работы двигателя на участках механической характеристики со скольжениями, большими s_{κ} .

3.4. Тиристорные пусковые устройства в электроприводах с асинхронными двигателями

Одна из эффективных возможностей повышения надежности и экономичности работы электроприводов с асинхронными двигателями связана с использованием в их структурах тиристорных пусковых устройств, называемых также мягкими пускателями [12]. Тиристорное пусковое устройство (ТПУ) представляет собой специализированный регулятор напряжения переменного тока с фазовым управлением (рис. 3.2 или рис. 3.3), предназначенный для регулирования напряжения на статоре асинхронного двигателя при неизменной его частоте. Отличаясь простотой схемы, незначительными массой и габаритами, эти устройства позволяют:

- ограничить ток и момент на валу двигателя при пусках, реверсах и торможениях;
- уменьшить электрические, механические и тепловые нагрузки на элементы самого электропривода, кинематических схем технологического оборудования и систем электроснабжения и тем самым увеличить их срок службы;
- существенно снизить падения напряжения в питающей сети при пусках мощных двигателей.

Функциональная схема асинхронного электропривода с тиристорным пусковым устройством и задатчиком интенсивности на входе приведена на рис. 3.9.



Рис. 3.9. Функциональная схема асинхронного электропривода с тиристорным пусковым устройством

Тиристорные пусковые устройства в настоящее время широко применяют практически во всех отраслях промышленности, строительстве, жилищно-коммунальном хозяйстве.

Задатчик интенсивности (ЗИ), установленный на вход тиристорного пускового устройства, формирует темп роста напряжения на обмотках статора асинхронного двигателя *M*. Как правило, выходное напряжение задатчика интенсивности – линейно-нарастающее, но может быть сформирован и более сложный закон изменения напряжения управления (рис. 3.10), определяющий не только ускорение электропривода, но и его рывок.



Рис. 3.10. Выходное напряжение задатчика интенсивности с S-образной характеристикой

Ускорение $d\omega/dt$ при пуске и торможении двигателя определяется темпом изменения сигнала U_y задатчика интенсивности, причем они связаны между собой зависимостью

$$\frac{dU_{y}}{dt} \approx \left(\frac{d\omega}{dt}\right)_{{}_{3aд.}}.$$
(3.12)

Значение ускорения $(d\omega/dt)_{3ad}$ обычно выбирается таким образом, чтобы при известном характере нагрузки от скорости $M_c = f(\omega)$ и заданном моменте инерции J_{Σ} электропривода момент двигателя $M_{\rm дB}$, определяемый из уравнения

$$M_{_{\rm дB}} = J_{\Sigma} \left(\frac{d\omega}{dt}\right)_{_{\rm 3ad.}} + M_{_{\rm C}} \le M_{_{\rm dB.\ don}}, \qquad (3.13)$$

не превысил допустимого значения $M_{\rm дв.доп}$.

Тиристорное пусковое устройство является дискретным элементом. После включения очередного тиристора изменить напряжение на обмотках двигателя возможно только по истечении некоторого времени, когда система импульсно-фазового управления сформирует импульс на открытие следующего тиристора. Таким образом, тиристорное пусковое устройство представляет собой нелинейное динамическое звено с запаздыванием.

Исследования на имитационной модели показали, что представление тиристорного пускового устройства звеном с запаздыванием или апериодическим звеном первого порядка дает один и тот же результат. Графики переходных процессов скорости и момента, полученные в результате моделирования, приведены на рис. 3.11, а динамическая механическая характеристика – на рис. 3.12.



Рис. 3.11. Графики переходных процессов скорости и момента при пуске асинхронного двигателя через тиристорное пусковое устройство



Рис. 3.12. Динамическая механическая характеристика пуска асинхронного двигателя через тиристорное пусковое устройство

Выводы. Сравнительный анализ графиков переходных процессов скорости и момента, а также динамических механических характеристик при пуске двигателя прямым включением в сеть (рис. 3.11-3.12) и через тиристорное пусковое устройство показывает, что в результате формирования соответствующего закона изменения напряжения управления U_v можно:

- устранить броски динамического момента двигателя на начальном участке пуска;
- уменьшить максимальное перерегулирование скорости и момента в конце пуска, на рабочем участке механической характеристики.

3.5. Асинхронные электроприводы с регулированием скорости изменением напряжения обмоток статора

Как было показано в разделе 3.2, регулировать скорость вращения асинхронного двигателя можно, изменяя напряжение обмоток статора. Однако в разомкнутом электроприводе такое регулирование происходит в ограниченном диапазоне скоростей. Для электроприводов с постоянной нагрузкой на валу двигателя изменение скорости может происходить в диапазоне от синхронной ω_0 до скорости $\omega_0(1-s_{\rm K})$. Для электроприводов с вентиляторной нагрузкой диапазон регулирования значительно расширяется и на практике может достигать значений D = 1:10. Однако указанное регулирование возможно только в хорошо отбалансированных вентиляторах с малым пусковым моментом $M_{\rm c3}$.

Увеличить диапазон регулирования скорости в асинхронных электроприводах с регулированием напряжения обмоток статора удается введением отрицательной обратной связи по скорости двигателя [13]. В таком электроприводе (рис. 3.13) асинхронный двигатель *М* питается по цепи обмоток статора от регулятора напряжения, собранного из трех пар встречно-параллельно включенных тиристоров *VS1...VS6*, управляемых от системы импульсно-фазового управления.



Рис. 3.13. Функциональная схема асинхронного электропривода с фазовым регулированием напряжения и отрицательной обратной связью по скорости
Напряжение управления U_y СИФУ образуется путем суммирования сигналов смещения U_{cm} и регулятора скорости U_{pc} . Скорость вращения двигателя задается напряжением U_3 , которое сравнивается на входе регулятора скорости РС с напряжением отрицательной обратной связи по скорости U_{oc} , формируемым датчиком скорости *BR*.

Для схемы рис. 3.13, с учетом линеаризации характеристик, можно записать

$$U_{1j} = k_{\rm TPH} \cdot k_1 \cdot U_{\rm y}, \qquad (3.14)$$

где U_{1j} – фазное напряжение обмоток статора асинхронного двигателя; $k_{\text{трн}}$ – коэффициент передачи тиристорного регулятора напряжения; k_1 – коэффициент передачи системы импульсно-фазового управления; U_y – на-пряжение управления СИФУ.

В свою очередь, напряжение управления

$$U_{\rm y} = (U_{\rm 3} - k_{\rm c} \cdot \omega)k_{\rm pc} + U_{\rm cM},$$
 (3.15)

где $k_{\rm c}$ – коэффициент обратной связи по скорости; $k_{\rm pc}$ – коэффициент усиления регулятора скорости; $U_{\rm cm}$ – напряжение смещения, необходимое для получения характеристики с минимальным моментом двигателя, равным моменту холостого хода.

Подставив (3.15) в (3.16), получим

$$U_{1j} = k_{\rm TPH} \cdot k_1 \left[(U_3 - k_{\rm c} \cdot \omega) k_{\rm pc} + U_{\rm cM} \right].$$
(3.16)

Механические характеристики в замкнутой системе образуются из множества характеристик разомкнутой системы. Принцип действия электропривода в замкнутой системе заключается в следующем. Предположим, что двигатель работал на характеристике с фазным напряжением U_{11} (рис. 3.14) с моментом M_{c1} , что соответствует скорости ω_1 электропривода. Предположим, что нагрузка на валу двигателя возросла и стала равной M_{c2} .

Так как момент двигателя M стал меньше момента сопротивления M_c на его валу, то в соответствии с уравнением движения скорость электропривода начинает падать. Это приводит к тому, что сигнал отрицательной обратной связи по скорости $U_{oc} = k_c \cdot \omega$ уменьшается. Анализ уравнения (3.16) показывает, что в этом случае фазное напряжение U_{1j} возрастает и, следовательно, электропривод переходит на механическую характеристику, соответствующую фазному напряжению U_{12} . Новая точка установившейся работы электропривода соответствует скорости ω_2 . Ре-

зультирующая характеристика замкнутой системы электропривода для задающего напряжения U_{32} более жесткая, а ее жесткость определяется общим коэффициентом усиления контура регулирования скорости.



Рис. 3.14. Механические характеристики асинхронного электропривода

При снижении задающего напряжения до уровня U_{31} электропривод работает в режиме стабилизации скорости и на неустойчивом участке механической характеристики. Механические характеристики замкнутой системы ограничены слева характеристикой с минимальным моментом, определяемой напряжением смещения $U_{\rm cm}$, справа – естественной механической характеристикой двигателя, формируемой полностью открытыми тиристорами регулятора напряжения.

3.6. Структурная схема асинхронного электродвигателя, управляемого по цепи обмоток статора изменением напряжения

Составим структурную схему асинхронного двигателя, управляемого по цепи обмоток статора изменением напряжения. Если в первом приближении пренебречь влиянием электромагнитной инерции в цепях статора и ротора асинхронного двигателя, то структурную схему асинхронного двигателя можно найти из упрощенной формулы Клосса, представив ее в следующем виде:

$$M(U_{*},s) = \frac{2 \cdot M_{\rm KH} \cdot U_{*}^{2}}{\frac{s}{s_{\rm K}} + \frac{s_{\rm K}}{s}},$$
(3.17)

где $M_{\rm KH}$ – критический момент асинхронного двигателя при номинальном напряжении обмоток статора; $U_* = \frac{U_{1j}}{U_{1H}}$ – относительное напряжение.

Подставив в (3.17) значение скольжения $s = (\omega_0 - \omega)/\omega_0$, получим после преобразований

$$M(U_*,\omega) = \frac{2 \cdot M_{_{\mathrm{KH}}} \cdot \omega_0 \cdot s_{_{\mathrm{K}}} \cdot (\omega_0 - \omega) \cdot U_*^2}{(\omega_0 - \omega)^2 + s_{_{\mathrm{K}}}^2 \cdot \omega_0^2}.$$
(3.18)

Раскладывая уравнение (3.18) в ряд Тейлора в окрестности точки M = 0; $\omega = \omega_0$, пренебрегая членами высшего порядка малости, можно получить

$$\Delta M = k_{\rm M} \cdot \Delta U_* + k_{\rm \beta} \cdot \Delta \omega, \qquad (3.19)$$

где $k_{\rm M} = \frac{\Delta M}{\Delta U_*}$ – коэффициент чувствительности по моменту к измене-

нию первой гармоники напряжения, $\mathbf{H} \cdot \mathbf{M} \cdot \mathbf{B}^{-1}$; $k_{\beta} = \frac{\Delta M}{\Delta \omega} -$ жесткость механической характеристики асинхронного двигателя, $\mathbf{H} \cdot \mathbf{M} \cdot \mathbf{c}/$ рад.

Как показали результаты расчетов в разделе 3.2 (рис. 3.6), при работе двигателя на участке механической характеристики от $\omega = 0$ до $\omega = \omega_0 (1 - s_{\kappa})$ жесткость k_{β} – положительна, на участке от $\omega_0 (1 - s_{\kappa})$ до ω_0 жесткость – отрицательна.

Подставим (3.19) в уравнение движения (1.7), получим, перейдя от приращений к абсолютным величинам,

$$k_{\rm M} \cdot U_* + k_{\beta} \cdot \omega - M_{\rm c} = J \frac{d\omega}{dt}.$$
(3.20)

Структурная схема асинхронного двигателя, составленная по (3.20), приведена на рис. 3.15.



Рис. 3.15. Структурная схема асинхронного двигателя

Аналитическое выражение для определения жесткости k_{β} – (3.7).

Для упрощения определения k_{β} аппроксимируем естественную механическую характеристику асинхронного двигателя двумя прямыми *a* и *b*, как показано на рис. 3.16. Прямая *a* соответствует работе двигателя на устойчивом участке механической характеристики и проходит через точки идеального холостого хода ω_0 и номинальной скорости $\omega_{\rm H}$. В этом случае приращение момента $\Delta M = -M_{\rm H}$, скорости $\Delta \omega = \omega_0 - \omega_{\rm H}$, тогда [14]

$$k_{\beta} = \frac{-M_{\rm H}}{\omega_0 - \omega_{\rm H}}, \ {\rm H} \cdot {\rm M} \cdot {\rm c/pad},$$

а в относительных единицах

$$k_{\beta*} = \frac{M_{\rm H}}{(\omega_0 - \omega_{\rm H})} = -\frac{1}{s_{\rm H}}, \text{ o. e.}, \qquad (3.21)$$

где *s*_н – номинальное скольжение двигателя.



Рис. 3.16. Аппроксимация механической характеристики асинхронного двигателя

Прямая *b* соответствует работе асинхронного двигателя на неустойчивом участке механической характеристики и проходит через точки пускового $M_{\rm II}$ и критического момента $M_{\rm K}$. На этом участке характеристики $\Delta M = M_{\rm II} - M_{\rm K}$, а $\Delta \omega = -\omega_0 (1 - s_{\rm K})$, тогда

$$k_{\beta} = \frac{M_{\Pi} - M_{\kappa}}{-\omega_0 (1 - s_{\kappa})}, \quad \mathbf{H} \cdot \mathbf{M} \cdot \mathbf{c} / \mathbf{p} \mathbf{a} \mathbf{d}$$

или в относительных единицах

$$k_{\beta*} = \frac{(M_{\Pi} - M_{K})/M_{H}}{-\omega_{0}(1 - s_{K})/\omega_{0}} = -\frac{k_{\Pi} - k_{\max}}{(1 - s_{K})}, \text{ o. e.,}$$
(3.22)

где $k_{\rm m}$ – кратность пускового момента; $k_{\rm max}$ – кратность максимального момента.

Аналитическое выражение для $k_{\rm M}$ можно найти из (3.18):

$$k_{\rm M} = \frac{dM}{dU_*} = \frac{4 \cdot M_{\rm KH} \cdot \omega_0 \cdot s_{\rm K} \cdot (\omega_0 - \omega) \cdot U_*}{(\omega_0 - \omega)^2 + \omega_0^2 \cdot s_{\rm K}^2}.$$
(3.23)

Рассчитанные по (3.23) значения коэффициента чувствительности по моменту $k_{\rm M}$ от скорости приведены на рис. 3.17.

Анализ выражения (3.23) показывает, что коэффициент $k_{\rm M}$ зависит от текущего значения скорости ω и напряжения обмоток статора двигателя. Когда скорость равна синхронной ω_0 , то $k_{\rm M} = 0$ и изменение напряжения статора не приводит к изменению электромагнитного момента. При снижении скорости $k_{\rm M}$ сначала увеличивается, достигая максимального значения при критическом скольжении $s_{\rm K}$, а затем вновь уменьшается.

Максимальное значение коэффициента чувствительности по моменту определяется из уравнения



$$k_{\rm M} = 2 \cdot M_{\rm KH} \cdot U_* \,. \tag{3.24}$$

Рис. 3.17. Зависимость коэффициента чувствительности по моменту $k_{\rm M}$ от скорости асинхронного двигателя

При изменении напряжения обмоток статора асинхронного двигателя его электромагнитный момент изменяется пропорционально квадрату фазного напряжения. Однако из-за значительной индуктивности обмоток двигателя изменение момента протекает во времени примерно по экспоненциальному закону с постоянной времени

$$T_{\mathfrak{Z}} = \frac{L_1 + L_2}{R_1 + R_2}, \tag{3.25}$$

где $L_1 + L_2 = \frac{X_{\kappa}}{2 \cdot \pi \cdot f_{1\kappa}}$ – индуктивность короткого замыкания.

Тогда электромагнитная часть двигателя описывается апериодическим звеном, а его структурная схема с учетом электромагнитных процессов представлена на рис. 3.18.



Рис. 3.18. Упрощенная структурная схема асинхронного двигателя с учетом электромагнитной инерции

3.7. Структурная схема асинхронного электропривода с регулированием напряжения статора

Линеаризованная структурная схема системы *тиристорный регу*лятор напряжения – асинхронный двигатель (ТРН–АД) с отрицательной обратной связью по скорости, соответствующая функциональной схеме рис. 3.13, приведена на рис. 3.19.



Рис. 3.19. Структурная схема асинхронного электропривода с регулированием напряжения статора

На рис. 3.19 приняты следующие обозначения: $W_{pc}(p)$ – передаточная функция регулятора скорости; $k_c = k_{dc} \cdot k_{oc}$ – коэффициент обратной связи по скорости, В · c/рад; k_{dc} – коэффициент передачи датчика скорости, В · c/рад; k_{oc} – коэффициент согласования, о. е.; $k_{TPH} = k_{\Pi} \cdot k_{1}$; *T*_{трн} – коэффициент передачи и постоянная времени тиристорного регулятора напряжения;

 J_{Σ} – момент инерции электропривода.

В качестве расчетного значения коэффициента чувствительности по моменту $k_{\rm M}$ принимаем его максимальное значение $k_{\rm M} = 2 \cdot M_{\rm KH}$, при котором условия устойчивости контура регулирования скорости наихудшие.

Примем $k_{\beta} = 0$, то есть механическая характеристика асинхронного двигателя в зоне регулирования скорости принимается абсолютно мягкой. Это допущение может быть приемлемым для синтеза параметров регулятора скорости, так как основной диапазон регулирования скорости расположен в зоне неустойчивых участков механических характеристик двигателя. Однако исследование переходных процессов необходимо производить с учетом максимального положительного значения β , при котором условия устойчивости системы также наихудшие.

Разомкнутый контур скорости, настроенный на модульный оптимум, должен иметь следующую передаточную функцию:

$$W_{\rm MO}(p) = \frac{1}{a_{\mu c} \cdot T_{\mu c} \cdot p(T_{\mu c} \cdot p + 1)},$$
 (3.26)

где $a_{\mu c} = 1 - 6$ – коэффициент настройки на модульный оптимум контура скорости; $a_{\mu c} = 2$ – стандартный коэффициент настройки.

Передаточная функция разомкнутого контура скорости рассматриваемой системы (рис. 3.19) определяется следующим образом:

$$W_{\rm Kc}(p) = W_{\rm pc}(p) \cdot \frac{k_{\rm TPH}}{1 + T_{\rm TPH} \cdot p} \cdot \frac{k_{\rm M}}{1 + T_{\rm B} \cdot p} \cdot \frac{1}{J_{\Sigma} \cdot p} \cdot k_{\rm c}.$$
(3.27)

С целью упрощения решения задачи синтеза параметров регулятора скорости понизим порядок передаточной функции контура скорости. Для чего найдем *суммарную малую постоянную времени* $T_m = T_{\text{трн}} + T_9$, тогда выражение (3.27) преобразуется к виду

$$W_{\rm Kc}(p) = W_{\rm pc}(p) \cdot \frac{k_{\rm TPH} \cdot k_{\rm M}}{1 + T_m \cdot p} \cdot \frac{1}{J_{\Sigma} \cdot p} \cdot k_{\rm c}.$$
(3.28)

Приравнивая правые части выражений (3.26) и (3.28) и решая полученное уравнение относительно передаточной функции регулятора скорости, получаем

$$W_{\rm pc}(p) = \frac{(1 + T_m \cdot p) \cdot J_{\Sigma} \cdot p \cdot}{a_{\mu \rm c} \cdot T_{\mu \rm c} \cdot p \cdot (T_{\mu \rm c} \cdot p + 1) \cdot k_{\rm c} \cdot k_{\rm TpH} \cdot k_{\rm M}}.$$
(3.29)

Если принять равными $T_m = T_{\mu c}$, то регулятор скорости будет иметь передаточную функцию

$$W_{\rm pc}(p) = \frac{J_{\Sigma}}{a_{\mu \rm c} \cdot T_m \cdot k_{\rm c} \cdot k_{\rm TpH} \cdot k_{\rm M}} = k_{\rm pc}. \qquad (3.30)$$

Таким образом, при настройке контура скорости на модульный оптимум, регулятор скорости будет пропорционального типа с коэффициентом передачи $k_{\rm pc}$.

Оценим в первом приближении устойчивость электропривода, выполненного в соответствии со структурной схемой (рис. 3.19), для чего найдем передаточную функцию замкнутой системы по управляющему воздействию

$$W_{3y}(p) = \frac{k_{\rm pc} \cdot k_{\rm TII} \cdot k_{\rm M} / k_{\beta}}{a_3 \cdot p^3 + a_2 \cdot p^2 + a_1 \cdot p + a_0}, \qquad (3.31)$$

где $a_0 = \frac{k_{\rm pc} \cdot k_{\rm трн} \cdot k_{\rm M} \cdot k_{\rm c}}{k_{\beta}} \pm 1; \quad a_1 = T_{\rm M} \pm T_{\rm трH} \pm T_{3}; \quad a_2 = T_{\rm M} \cdot T_{\rm трH} + T_{\rm M} \cdot T_{3} \pm 1;$

 $\pm T_{3} \cdot T_{\text{трн}}; a_{3} = T_{3} \cdot T_{\text{трн}} \cdot T_{\text{м}}$ – коэффициенты характеристического уравнения.

Из критерия Льенара–Шипара для характеристического уравнения третьего порядка следует, что рассматриваемая система будет устойчива при выполнении условия:

$$T_{\rm M} \cdot T_{\rm TpH} + T_{\rm M} \cdot T_{\Im} > T_{\Im} \cdot T_{\rm TpH};$$

$$T_{\rm M} > T_{\rm TpH} + T_{\Im};$$

$$k_{\rm pc} \cdot k_{\rm TpH} \cdot k_{\rm M} \cdot k_{\rm c} / k_{\beta} > 1;$$

$$(T_{\rm M} \cdot T_{\rm TpH} + T_{\rm M} \cdot T_{\Im} \pm T_{\Im} \cdot T_{\rm TpH})(T_{\rm M} \pm T_{\rm TpH} \pm T_{\Im}) - (k_{\rm pc} \cdot k_{\rm TpH} \cdot k_{\rm M} \cdot k_{\rm c} \frac{1}{k_{\rm B}} \pm 1) > 0.$$

$$(3.32)$$

Система уравнений (3.32) справедлива для реальных параметров электроприводов как для положительных, так и отрицательных значений жесткости $k_{\rm B}$.

В тех случаях, когда электропривод с П-регулятором скорости не обеспечивает заданных показателей статической погрешности механических характеристик в принятом диапазоне регулирования скорости, контур скорости следует настраивать на симметричный оптимум.

Разомкнутый контур скорости, настроенный на симметричный оптимум, должен иметь следующую передаточную функцию:

$$W(p)_{\rm co} = \frac{4 \cdot T_{\mu \rm c} \cdot p + 1}{a_{\rm cc} \cdot T_{\mu \rm c}^2 \cdot p^2 (T_{\mu \rm c} p + 1)},$$
(3.33)

где $a_{cc} = 4 - 16$ – коэффициент настройки контура скорости на симметричный оптимум;

 $a_{\rm cc} = 8$ – стандартный коэффициент настройки.

Передаточная функция разомкнутого контура скорости (рис. 3.19) с учетом суммарной малой постоянной времени определяется следующим уравнением:

$$W_{\rm Kc}(p) = W_{\rm pc}(p) \cdot \frac{k_{\rm TPH} \cdot k_{\rm M}}{1 + T_{\rm m} \cdot p} \cdot \frac{1}{J_{\Sigma} \cdot p} \cdot k_{\rm c}.$$
(3.34)

Приравнивая правые части выражений (3.33) и (3.34) и решая полученное уравнение относительно передаточной функции регулятора скорости, получим

$$W_{\rm pc}(p) = k_{\rm pc} + \frac{1}{T_{\rm pc} \cdot p},$$
 (3.35)

где $k_{\rm pc} = \frac{4 \cdot J_{\Sigma}}{a_{\rm cc} \cdot k_{\rm TpH} \cdot k_{\rm M} \cdot k_{\rm c} \cdot T_m}$ – коэффициент усиления регулятора ско-

рости; $T_{\rm pc} = \frac{a_{\rm cc} \cdot k_{\rm TpH} \cdot k_{\rm M} \cdot k_{\rm c} \cdot T_m^2}{J_{\Sigma}}$ – постоянная времени интегрирования

регулятора скорости, с.

Графики переходных процессов момента и скорости электроприводов, настроенных на модульный и симметричный оптимум, определены для различных a_c [15]. Однако для асинхронного электропривода, имеющего участок механической характеристики с положительной жесткостью k_{β} , проверка переходного процесса на устойчивость представляет практический и теоретический интерес.

Пример 3.2. Для асинхронного короткозамкнутого двигателя типа 4A112MB6У3 рассчитать и построить графики изменения жесткости k_{β} и коэффициента чувствительности по моменту k_{M} от угловой скорости ω для номинального фазного напряжения. Найти максимальные значения жесткости k_{β} и коэффициента чувствительности по моменту k_{M} в абсолютных и относительных величинах. Основные параметры двигателя и его схемы замещения приведены в примере 2.1.

Решение. Воспользуемся аналитическим выражением (3.7) для определения жесткости

$$k_{\beta} = \frac{dM}{d\omega} = d \left(\frac{m_c \cdot U_{1j}^2 \cdot R_2'}{\left(\omega_0 - \omega\right) \cdot \left[\left(R_1 + R_2' \cdot \left(\frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} \right)^{-1} \right)^2 + \left(X_{1\sigma} + X_{2\sigma}' \right)^2 \right]} \right) \right) / d\omega,$$

подставив в (3.7) численные значения параметров, получим:

$$k_{\beta} = \frac{dM}{d\omega} = d \left(\frac{3 \cdot 220^2 \cdot 1,393}{\left(104,7 - \omega\right) \cdot \left[\left(1,878 + 1,393 \cdot \left(\frac{104,7 - \omega}{104,7}\right)^{-1}\right)^2 + \left(5,242\right)^2 \right]} \right) \right) / d\omega$$

Кривая зависимости $k_{\beta} = f(\omega)$, рассчитанная в математической системе MathCAD, приведена на рис. 3.20.

Максимальное значение k_{β} в диапазоне скоростей от 0 до ω_0 $k_{\beta \max} = 0,716 \text{H} \cdot \text{M} \cdot \text{c/pad}$, минимальное значение – $k_{\beta \min} = -9,499 \text{ H} \cdot \text{M} \cdot \text{c/pad}$.

Жесткость k_{β} двигателя в относительных единицах на устойчивом участке механической характеристики найдем в соответствии с выражением (3.21):

$$k_{\beta*} = -\frac{1}{S_{\rm H}}$$

При подстановке численных значений параметров получим

$$k_{\beta*} = -\frac{1}{0,051} = -19,6$$
 o. e.

Жесткость k_{β} двигателя в относительных единицах на неустойчивом участке механической характеристики определим в соответствии с выражением (3.22):

$$k_{\beta*} = \frac{k_{\max} - k_{\pi}}{(1 - s_{\kappa})}$$

где $k_{\rm II} = \frac{M_{\rm II}}{M_{\rm H}}$ – кратность пускового момента, о. е.



Рис. 3.20. Кривая зависимости жесткости k_{β} от угловой скорости ω

Значение пускового момента M_{π} найдем из (2.6):

$$M = \frac{m_c \cdot U_{1j}^2 \cdot R_2'}{\omega_0 \cdot s \cdot [(R_1 + R_2' \cdot s^{-1})^2 + (X_{1\sigma} + X_{2\sigma}')^2]},$$

приняв *s* = 1. При подстановке численных значений параметров получим

$$M_{\Pi} = \frac{3 \cdot 220^2 \cdot 1,393}{104,7 \cdot 1 \cdot \left[\left(1,878 + 1,393 \cdot 1^{-1} \right)^2 + \left(2,248 + 2,994 \right)^2 \right]} = 50,59 \text{ H} \cdot \text{m}.$$

Номинальный момент двигателя

$$M_{\rm H} = \frac{P_{\rm H}}{\omega_{\rm H}} = \frac{4000}{99,36} = 40,25 \,\,{\rm H}\cdot{\rm m}\,.$$

Тогда

$$k_{\rm m} = \frac{50,59}{40,25} = 1,25$$
 o. e

Жесткость $k_{\beta*}$ двигателя в относительных единицах на неустойчивом участке механической характеристики после подстановки численных значений параметров:

$$k_{\beta*} = \frac{2,2-1,25}{(1-0,2456)} = 1,26$$
 o.e.

Аналитическое выражение для коэффициента чувствительности по моменту $k_{\rm M}$ найдем из выражения (3.23):

$$k_{\rm M} = \frac{dM}{dU_*} = \frac{4 \cdot M_{\rm KH} \cdot \omega_0 \cdot s_{\rm K} \cdot (\omega_0 - \omega) \cdot U_*}{(\omega_0 - \omega)^2 + \omega_0^2 \cdot s_{\rm K}^2}.$$

Подставив в (3.23) численные значения параметров для номинального напряжения статора, получим

$$k_{\rm M} = \frac{dM}{dU_*} = \frac{4 \cdot 93,216 \cdot 104,7 \cdot 0,2456 \cdot (104,7-\omega) \cdot 1}{(104,7-\omega)^2 + 104,7^2 \cdot 0,2456^2} = \frac{9587,94 \cdot (104,7-\omega) \cdot 1}{(104,7-\omega)^2 + 661,22}$$

Рассчитанные по (3.23) значения коэффициента чувствительности по моменту $k_{\rm M}$ от скорости приведены на рис. 3.21.

Максимальное значение коэффициента чувствительности по моменту $k_{\text{м max}}$ можно найти из (3.24):



Рис. 3.21. Зависимость коэффициента чувствительности по моменту $k_{\rm M}$ от скорости асинхронного двигателя ω

Подставив в (3.24) численные значения параметров для номинального фазного значения напряжения, получим

 $k_{\rm M max} = 2 \cdot M_{\rm KH} \cdot 1 = 2 \cdot 93,216 \cdot 1 = 186,432 \ {\rm H} \cdot {\rm M} \cdot {\rm B}^{-1}.$

В относительных единицах

 $k_{\text{M max}*} = 2 \cdot k_{\text{max}} = 2 \cdot 2, 2 = 4, 4 \text{ o.e.}$

Найденные значения жесткости $k_{\beta max*}$ и коэффициента чувствительности по моменту $k_{m max*}$ будем использовать при синтезе параметров регуляторов асинхронного электропривода с обратной связью по скорости.

Пример 3.3. Рассчитать переходные процессы электропривода *тиристорный регулятор напряжения–асинхронный двигатель* с отрицательной обратной связью по скорости при пуске на максимальное задающее напряжение 10 В. Нагрузку на валу двигателя принять равной номинальной. Структурная схема электропривода приведена на рис. 3.19. Параметры двигателя, преобразователя и системы управления принять из условия примера 3.2.

Решение. Расчет переходных процессов и параметров структурной схемы асинхронного электропривода будем производить в относительных единицах.

• В качестве расчетного значения коэффициента чувствительности по моменту $k_{\rm M}$ принимаем его максимальное значение $k_{\rm M max*} = 2 \cdot k_{\rm max} = 4,4$ о. е., при котором условия устойчивости контура регулирования скорости наихудшие.

• В качестве расчетного значения жесткости при моделировании электропривода принимаем его максимальное значение $k_{\beta*} = 1,26$ о.е., при котором условия устойчивости электропривода также наихудшие.

• Принимаем напряжение смещения $U_{\rm cm} = 3$ В для получения механической характеристики, обеспечивающей минимальный необходимый момент электропривода.

• Напряжение смещения в относительных единицах

$$U_{\rm cM*} = \frac{U_{\rm cM}}{U_{3\,\rm max}} = \frac{3}{10} = 0.3 \text{ o. e.},$$

где $U_{3 \max} = 10 \text{ B}$ – максимальное задающее напряжение.

• Напряжение насыщения регулятора скорости

$$U_{\rm pc\,max*} = 1,0$$
 o. e.

• Напряжение насыщения сумматора (рис. 3.13 и 3.19)

$$U_{\rm v \, max*} = 1,0 \, {\rm o.} \, {\rm e.}$$

• Тиристорный регулятор напряжения принимаем апериодическим звеном с постоянной времени

$$T_{\rm TpH} = \frac{1}{2 \cdot m \cdot f_1} = \frac{1}{2 \cdot 6 \cdot 50} = 0,00167 \text{ c},$$

где m – число управляемых полупериодов напряжения за период напряжения питающей сети; f_1 – частота питающей сети.

• Постоянная времени тиристорного регулятора напряжения в относительных единицах

$$T_{\text{трн}} = T_{\text{трн}} \cdot \omega_{\delta} = 0,00167 \cdot 314,15 = 0,525 \text{ o.e.}$$

• Коэффициент передачи тиристорного регулятора напряжения

$$k_{\rm TPH} = \frac{U_{\rm 1H}}{U_{\rm y\,max}} = \frac{220}{10} = 22$$
 o. e.,

где U_{1н} – номинальное фазное напряжение.

• Номинальная угловая скорость двигателя

$$\omega_{\rm H} = \omega_0 (1 - s_{\rm H}) = 104, 7(1 - 0,051) = 99,36 \text{ pag/c}.$$

• Коэффициент обратной связи по скорости

$$k_{\rm c} = \frac{U_{3\,\rm max}}{\omega_{\rm H}} = \frac{10}{99,36} = 0,100 \,\,\mathrm{B}\cdot\mathrm{c/pad}\,,$$

где $U_{3 \max} = 10 \text{ B}$ – максимальное задающее напряжение; ω_{H} – номинальная угловая скорость асинхронного двигателя.

Коэффициент обратной связи по скорости в относительных единицах

$$k_{c*} = 1 \text{ o. e}$$

• Электромагнитную постоянную времени двигателя определим по (3.25):

$$T_{9} = \frac{L_{1} + L_{2}}{R_{1} + R_{2}'} = \frac{X_{1\sigma} + X_{2\sigma}'}{2 \cdot \pi \cdot f_{H}(R_{1} + R_{2}')} = \frac{2,248 + 2,994}{2 \cdot 3,14 \cdot 50(1,878 + 1,393)} = 0,0051 \,\mathrm{c}.$$

• Электромагнитная постоянная времени двигателя в относительных единицах

$$T_{3*} = T_3 \cdot \omega_{0} = 0,0051 \cdot 314,15 = 1,602$$
 o. e.

• Суммарная малая постоянная времени

$$T_m = T_{\text{TDH}} + T_9 = 0,00167 + 0,0051 = 0,00677 \text{ c.}$$

Суммарная малая постоянная времени в относительных единицах

$$T_{m*} = T_m \cdot \omega_6 = 0,00677 \cdot 314,15 = 2,127$$
 o. e.

• Эквивалентный момент инерции в относительных единицах

$$H = \frac{J_{\Sigma}}{J_{\tilde{0}}} = \frac{J_{\Sigma} \cdot \omega_{\tilde{0}}^2}{M_{\tilde{0}}} = \frac{0,042 \cdot 314,15^2}{57,52} = 72,06 \text{ o. e.}$$

• Коэффициент передачи регулятора скорости при настройке на модульный оптимум найдем из (3.35), приняв стандартный коэффициент настройки $a_{\mu c} = 2$:

$$k_{\rm pc} = \frac{H}{a_{\mu \rm c} \cdot T_{m*} \cdot k_{\rm c*} \cdot k_{\rm TPH} \cdot k_{\rm M*}} = \frac{72,06}{2 \cdot 2,127 \cdot 1 \cdot 22 \cdot 4,4} = 0,174$$

Схема имитационной модели электропривода *тиристорный преобразователь–асинхронный двигатель* с отрицательной обратной связью по скорости, составленная в программной среде WINDORA, приведена на рис. 3.22.



Puc. 3.22. Схема имитационной модели электропривода ТРН–АД с отрицательной обратной связью по скорости



Рис. 3.23. Переходный процесс скорости при типовом скачкообразном изменении задающего напряжения

Переходный процесс скорости при типовом скачкообразном изменении задающего напряжения $U_3 = 1$ о. е. представлен на рис. 3.23. Анализ переходного процесса показывает, что принятые допущения при линеаризации уравнения механической характеристики асинхронного двигателя и расчете параметров регулятора скорости были правомерны.

Переходный процесс, рассчитанный при типовом скачкообразном единичном воздействии задающего напряжения, практически совпадает с желаемым типовым процессом контура, настроенного на модульный оптимум. Однако полученный переходный процесс справедлив только при исследовании электропривода «в малом», то есть при незначительном отклонении управляющего воздействия от состояния равновесия. Схема имитационной модели (рис. 3.22) не учитывает существенные нелинейности асинхронного двигателя, поэтому она не может быть применена с достаточной достоверностью при исследовании пуска двигателя «в большом», ударном набросе и сбросе нагрузки на валу двигателя и т. д. Для исследования системы «в большом» и окончательном определении параметров электропривода ТРН–АД с отрицательной обратной связью по скорости необходимо исследовать переходные режимы с учетом полной модели асинхронного двигателя.

Пример 3.4. Рассчитать переходные процессы, динамические и статические механические характеристики электропривода *тири-сторный регулятор напряжения–асинхронный двигатель* с отрицательной обратной связью по скорости при задающем напряжении $U_{32} = 3$ В. Структурная схема электропривода приведена на рис. 3.19. Параметры двигателя, преобразователя и системы управления принять из условия примеров 3.2 и 3.3.

Решение. Расчет параметров структурной схемы асинхронного электропривода и переходных процессов будем производить в относительных единицах. Схема имитационной модели системы ТРН–АД с отрицательной обратной связью по скорости приведена на рис. 3.24. Динамическая модель асинхронного двигателя составлена во вращающейся системе координат. Используя вращающуюся систему координат, возможно систему управления и двигатель описать одной системой уравнений, применяя аналоговые сигналы в качестве входных для элементов схемы управления и двигателя.

Графики переходных процессов скорости ω и момента *M* при пуске электропривода ТРН–АД и последующем набросе нагрузки до 0,6 $M_{\rm H}$ приведены на рис. 3.25 и рис. 3.27. На рис. 3.26 и рис. 3.28 построены динамические механические характеристики. Анализ переходных процессов показывает, что они существенно зависят от электромагнитных



Рис. 3.24. Схема имитационной модели системы ТРН–АД с отрицательной обратной связью по скорости



Рис. 3.25. Графики переходных процессов скорости ω и момента M при пуске и набросе нагрузки в электроприводе ТРН–АД. $U_3 = 8 \text{ B}$

процессов в асинхронном двигателе. При больших скачкообразных задающих напряжениях ($U_{\rm 3c} > 0,6$ о.е.) сигнал управления регулятором скорости $U_{ypc} = U_3 - U_{oc}$ велик и к двигателю прикладывается полное напряжение питающей сети, переходные процессы скорости и момента близки к процессам в разомкнутом электроприводе при его пуске прямым включением в сеть (рис. 2.17 и 2.18). При малых скачкообразных задающих напряжениях ($U_{3c} < 0, 3$ о. е.) сигнал управления регулятором скорости $U_{\rm ypc}$ также велик и к двигателю в начале пуска прикладывается повышенное напряжение. Возникают колебательные процессы момента и скорости, которые рекомендуется уменьшить увеличением инерционности тиристорного регулятора напряжения, путем введения в цепь управления тиристорами дополнительной инерционности [16] и включением задатчика интенсивности на входе электропривода. Увеличение инерционности тиристорного регулятора напряжения достигается введением на его вход дополнительного фильтра с постоянной времени $T_{\phi} = (3 \div 5) \cdot T_{\text{трн}}$. Очевидно, что параметры регулятора скорости при вводе дополнительной инерционности необходимо пересчитать. Эти меры позволяют улучшить качество переходных процессов, снизить влияние свободных составляющих момента и обеспечить отработку управляющих сигналов с минимальными перерегулированиями момента и скорости, однако точность поддержания скорости уменьшится, так как уменьшится коэффициент усиления регулятора скорости.



Рис. 3.26. Динамическая механическая характеристика при пуске и набросе нагрузки в электроприводе ТРН–АД. U₃ = 8 В



Рис. 3.27. Графики переходных процессов скорости ω и момента M при пуске и набросе нагрузки в электроприводе ТРН–АД. $U_3 = 3 \text{ B}$



Рис. 3.28. Динамическая механическая характеристика при пуске и набросе нагрузки в электроприводе ТРН–АД. U₃ = 3 В

Статические механические характеристики электропривода ТРН– АД с отрицательной обратной связью по скорости возможно построить через установившиеся значения скорости и момента, полученные по результатам расчета переходных процессов. Результаты расчетов скорости и момента для задающих напряжений $U_{31} = 8$ В и $U_{32} = 3$ В сведены в табл. 3.1.

	^	1
	-	
гаолица	Э.	1

$U_{31*} = 0,8$ o. e.	<i>M</i> o. e.	0,3	0,5	0,7	0,9	1,4
	ωo. e.	0,718	0,694	0,674	0,656	0,618
$U_{32*} = 0.3$ o. e.	<i>M</i> o. e.	0,3	0,5	0,7	0,9	
	ωo. e.	0,198	0,166	0,140	0,118	

Механические характеристики электропривода ТРН–АД для задающих напряжений $U_{31} = 8$ В и $U_{32} = 3$ В приведены на рис. 3.29. Анализ механических характеристик показывает, что погрешность поддержания скорости электропривода на нижней механической характеристике с $U_{32} = 3$ В составляет $\delta \approx 80$ %.

В тех случаях, когда указанная погрешность не удовлетворяет требованиям технологического процесса, необходимо параметры регулятора скорости выбирать по симметричному оптимуму, то есть регулятор скорости должен быть пропорционально-интегральным.



Рис. 3.29. Механические характеристики электропривода ТРН–АД с П-регулятором скорости

Пример 3.5. Рассчитать переходные процессы, динамические и статические механические характеристики электропривода *тиристорный регулятор напряжения–асинхронный двигатель* с пропорциональноинтегральным регулятором скорости и отрицательной обратной связью по скорости при задающем напряжении $U_{32} = 3$ В. Структурная схема электропривода приведена на рис. 3.19. Параметры двигателя, преобразователя и системы управления принять из условия примеров 3.2 и 3.3.

Решение. Расчет переходных процессов и параметров структурной схемы асинхронного электропривода будем производить в относительных единицах.

• В качестве расчетного значения коэффициента чувствительности по моменту $k_{\rm M}$ принимаем его максимальное значение

 $k_{\text{м max}*} = 2 \cdot k_{\text{max}} = 4,4$ о.е., при котором условия устойчивости контура регулирования скорости наихудшие.

• Принимаем напряжение смещения $U_{\rm CM} = 3 \, {\rm B}$ для получения механической характеристики, обеспечивающей минимальный необходимый момент электропривода.

• Напряжение смещения в относительных единицах

$$U_{\rm cM*} = \frac{U_{\rm cM}}{U_{\rm 3max}} = \frac{3}{10} = 0.3 \text{ o. e.},$$

где $U_{3 \max} = 10 \text{ B}$ – максимальное задающее напряжение.

• Напряжение насыщения регулятора скорости

$$U_{pc max*} = 1,0 \text{ o. } e$$

• Напряжение насыщения сумматора (рис. 3.13 и 3.19)

$$U_{\rm v \, max*} = 1,0 \, {\rm o. e.}$$

• Тиристорный регулятор напряжения принимаем апериодическим звеном с постоянной времени

$$T_{\text{трн}} = \frac{1}{2 \cdot m \cdot f_1} = \frac{1}{2 \cdot 6 \cdot 50} = 0,00167 \text{ c},$$

где *m* – число управляемых полупериодов напряжения за период напряжения питающей сети;

 f_1 – частота питающей сети.

• Постоянная времени тиристорного регулятора напряжения в относительных единицах

$$T_{\text{трн}} = T_{\text{трн}} \cdot \omega_{\tilde{0}} = 0,00167 \cdot 314,15 = 0,525 \text{ o.e.}$$

• Коэффициент передачи тиристорного регулятора напряжения

$$k_{\rm TPH} = \frac{U_{\rm 1H}}{U_{\rm y\,max}} = \frac{220}{10} = 22$$
 o. e.,

где U_{1H} – номинальное фазное напряжение.

Коэффициент обратной связи по скорости в относительных единицах

$$k_{c*} = 1$$
 o. e

• Электромагнитную постоянную времени двигателя определим по (3.25):

$$T_{9} = \frac{L_{1} + L_{2}}{R_{1} + R_{2}'} = \frac{X_{1\sigma} + X_{2\sigma}'}{2 \cdot \pi \cdot f_{H}(R_{1} + R_{2}')} = \frac{2,248 + 2,994}{2 \cdot 3,14 \cdot 50(1,878 + 1,393)} = 0,0051 \text{ c.}$$

• Электромагнитная постоянная времени двигателя в относительных единицах

$$T_{3*} = T_3 \cdot \omega_{0} = 0,0051 \cdot 314,15 = 1,602$$
 o. e.

• Суммарная малая постоянная времени

 $T_m = T_{\text{трн}} + T_9 = 0,00167 + 0,0051 = 0,00677 \text{ c.}$

Суммарная малая постоянная времени в относительных единицах

$$T_{m*} = T_m \cdot \omega_{\tilde{6}} = 0,00677 \cdot 314,15 = 2,127$$
 o. e.

• Эквивалентный момент инерции в относительных единицах

$$H = \frac{J_{\Sigma}}{J_{\tilde{0}}} = \frac{J_{\Sigma} \cdot \omega_{\tilde{0}}^2}{M_{\tilde{0}}} = \frac{0,042 \cdot 314,15^2}{57,52} = 72,06 \text{ o. e.}$$

Передаточная функция ПИ-регулятора скорости в относительных единицах

$$W_{\rm pc}(p) = k_{\rm pc*} + \frac{1}{T_{\rm pc*} \cdot p},$$

где $k_{\text{pc}*} = \frac{4 \cdot H}{a_{\text{cc}} \cdot k_{\text{трн}} \cdot k_{\text{м}*} \cdot k_{\text{c}*} \cdot T_{m*}}$ – коэффициент усиления регулятора

скорости в относительных единицах; $T_{\text{pc}*} = \frac{a_{\text{cc}} \cdot k_{\text{трн}} \cdot k_{\text{м}*} \cdot k_{\text{c}*} \cdot T_{m*}^2}{H}$ –

постоянная времени интегрирования регулятора скорости в относительных единицах, с.

При подстановке численных значений параметров коэффициент усиления регулятора скорости в относительных единицах

$$k_{\rm pc*} = \frac{4 \cdot H}{a_{\rm cc} \cdot k_{\rm TpH} \cdot k_{\rm M*} \cdot k_{\rm c*} \cdot T_{m*}} = \frac{4 \cdot 72,06}{8 \cdot 22 \cdot 4,4 \cdot 1 \cdot 2,127} = 0,175 \text{ o. e}$$

Постоянная времени интегрирования регулятора скорости в относительных единицах

$$T_{\text{pc*}} = \frac{a_{\text{cc}} \cdot k_{\text{трн}} \cdot k_{\text{M*}} \cdot k_{\text{c*}} \cdot T_{m^*}^2}{H} = \frac{8 \cdot 22 \cdot 4.4 \cdot 1 \cdot 2.127^2}{72.06} = 48,56 \text{ o. e.}$$

В схеме имитационной модели системы ТРН–АД (рис. 3.24) заменим П-регулятор скорости на ПИ-регулятор. Схема имитационной модели системы управления электроприводом ТРН–АД с ПИ-регулятором скорости приведена на рис. 3.30.



Рис. 3.30. Схема имитационной модели системы управления электроприводом ТРН–АД с ПИ-регулятором скорости

Графики переходных процессов скорости ω и момента M при скачкообразном изменении задающего напряжения $U_{3*} = 0,3$ о. е. и по-следующем набросе нагрузки до $0,6 \cdot M_{H*}$ приведены на рис. 3.31.



Рис. 3.31. Графики переходных процессов скорости ω и момента M при скачкообразном изменении задающего напряжения $U_{3*} = 0,3$ о. е.

и набросе нагрузки

На рис. 3.32 построены динамические механические характеристики электропривода.



Рис. 3.32. Динамические механические характеристики пуска двигателя скачкообразным изменением задающего напряжения U_{3*} = 0,3 о. е. и последующем набросе нагрузки до 0,6M_{н*}

Графики переходных процессов скорости ω и момента M при пуске электропривода ТРН–АД с ПИ-регулятором скорости от задатчика интенсивности при задающем напряжения $U_{3*} = 0,3$ о.е. и последующем набросе нагрузки до $0,6 \cdot M_{H*}$ приведены на рис. 3.33.

При пуске электропривода от задатчика интенсивности рассчитанные переходные процессы практически совпадают с желаемыми типовыми процессами регулируемого электропривода, колебания скорости и момента при пуске и набросе нагрузки не проявляются. Использование ТРН для пуска АД позволяет снизить пусковые потери на 10–15 % при условии выбора оптимального времени нарастания напряжения. Установлено [17], что рациональное время нарастания напряжения составляет 0,02÷0,04 с (соответствует $\tau = 6,2\div12,4$ о. е.).



Рис. 3.33. Графики переходных процессов скорости ∞ и момента *M* при пуске электропривода ТРН–АД с ПИ-регулятором скорости от задатчика интенсивности при U_{3*} = 0,3 о. е. и набросе нагрузки до 0,6 · M_{H*}

Увеличение времени нарастания напряжения приводит к росту пусковых потерь энергии, которые могут превысить потери прямого пуска. Однако при однократных пусках АД этими потерями можно пренебречь, а основным критерием выбора времени нарастания напряжения следует считать отсутствие значительных колебаний электромагнитного момента двигателя на начальных участках переходных процессов. В этом случае время нарастания напряжения может быть увеличено до 0,1÷0,2 с.

Динамические механические характеристики, рассчитанные по результатам переходных процессов пуска электропривода с задатчиком интенсивности и моментом сопротивления $M_{c1} = 0,1$ о. е. и последующим набросом нагрузки до момента сопротивления $M_{c2} = 0,6$ о. е., приведены на рис. 3.34.



Рис. 3.34. Динамические механические характеристики при пуске электропривода ТРН–АД с ПИ-регулятором скорости от задатчика интенсивности при U_{3*} = 0,3 о. е. и набросе нагрузки до 0,6M_{н*}

В отличие от электропривода с П-регулятором скорости переходные режимы электропривода ТРН–АД с ПИ-регулятором скорости характеризуются значительным временем отработки возмущающего воздействия ($\tau_{\rm B} = 100$ о. е.). Однако установившиеся значения скорости для двух различных моментов сопротивления $M_{\rm c1} = 0,1$ о. е. и $M_{\rm c2} = 0,6$ о. е. практически равны.

Статические механические характеристики электропривода ТРН–АД с ПИ-регулятором скорости построим через установившиеся значения скорости и момента, полученные по результатам расчета переходных процессов. Результаты расчетов скорости и момента для задающих напряжений $U_{31} = 8 \text{ B} (U_{31*} = 0.8 \text{ o. e.})$ и $U_{32} = 3 \text{ B} (U_{32*} = 0.3 \text{ o. e.})$ сведены в табл. 3.2.

T (\mathbf{a}	- ^
гаолица	2	. –
	_	-

$U_{31*} = 0,8$ o. e.	<i>M</i> o. e.	0,3	0,5	0,7	0,9	1,4
	ω ο. e.	0,8000	0,7999	0,7999	0,7999	0,7999
$U_{32*} = 0,3$ o. e.	<i>M</i> o. e.	0,3	0,5	0,7	0,9	
	ω ο. e.	0,3000	0,2999	0,2999	0,2999	

Механические характеристики электропривода ТРН–АД с ПИрегулятором скорости для задающих напряжений $U_{3c1} = 8$ В и $U_{3c2} = 3$ В приведены на рис. 3.35.



Рис. 3.35. Механические характеристики электропривода ТРН–АД с ПИ-регулятором скорости

Анализ механических характеристик показывает, что погрешность поддержания скорости электропривода на нижней механической характеристике с $U_{32} = 3$ В составляет $\delta \approx 0,033$ %, то есть механические характеристики замкнутой системы электропривода с ПИ-регулятором скорости близки к астатическим.

Выбор П- или ПИ-регулятора скорости в электроприводе ТРН–АД определяется в конечном итоге требованиями технологического процесса.

4. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ИЗМЕНЕНИЕМ ЧАСТОТЫ НАПРЯЖЕНИЯ СТАТОРА

4.1. Преобразователи частоты для электроприводов переменного тока

Наиболее эффективные способы регулирования скорости короткозамкнутого асинхронного двигателя связаны с изменением скорости вращения электромагнитного поля статора

$$\omega_0 = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_1}{z_p}.\tag{4.1}$$

Из (4.1) следуют два основных способа регулирования скорости вращения электромагнитного поля:

- изменением числа пар полюсов *z*_{*p*};
- изменением частоты f_1 напряжения статора двигателя.

Способ регулирования скорости асинхронного двигателя изменением числа пар полюсов позволяет получить несколько фиксированных значений рабочих скоростей. Так, например, асинхронные двигатели серии 4А–6А выпускаются двух-, трех- и четырехскоростные. Применяются для крановых электроприводов. Как правило, плавное регулирование скорости для таких электрических машин не применяется, то есть многоскоростные асинхронные двигатели не используются для систем регулируемого электропривода [6].

Способы частотного регулирования скорости электроприводов переменного тока с короткозамкнутыми асинхронными двигателями находят все большее применение в различных отраслях техники. Преобразование переменного напряжения питающей сети в переменное напряжение с регулируемой частотой, напряжением и током осуществляют преобразователи частоты. В настоящее время преобразователи частоты выполняются на базе силовых полупроводниковых ключей – тиристоров и транзисторов. Быстрый рост преобразователей частоты стал возможен с появлением биполярных транзисторов с изолированным затвором, рассчитанных на токи до нескольких тысяч ампер, напряжения до нескольких киловольт и частоту коммутации 20 кГц и выше.

По типу связи с питающей сетью преобразователи частоты на полупроводниковых элементах делятся на два больших класса:

- преобразователи частоты с непосредственной связью;
- преобразователи частоты со звеном постоянного тока.

Преобразователи частоты со звеном постоянного тока, в свою очередь, подразделяются:

- на автономные инверторы тока (АИТ);
- автономные инверторы напряжения (АИН).

В своей структуре автономные инверторы содержат выпрямитель, силовой фильтр и инвертор, преобразующий постоянное напряжение (ток) в переменное напряжение (ток) заданной частоты.

Мощные полупроводниковые приборы, используемые в силовых преобразовательных устройствах, работают только в ключевых режимах, для которых существуют два устойчивых состояния:

- открытое состояние максимальная электрическая проводимость;
- закрытое состояние минимальная электропроводность.

Вольт-амперные характеристики наиболее распространенных полупроводниковых приборов транзисторов и тиристоров приведены на рис. 4.1.



Рис. 4.1. Вольт-амперные характеристики (а) транзисторов и (б) тиристоров, работающих в ключевом режиме

При работе в ключевом режиме потери активной мощности $P = U \cdot I$ в полупроводниковых приборах малы, так как один из сомножителей этого произведения (ток *I* или напряжение *U*) имеет минимально возможное значение. Это обеспечивает высокий КПД преобразователей электрической энергии.

В процессе переключения из закрытого состояния полупроводникового прибора в открытое и наоборот напряжение и ток изменяются по линии нагрузки постоянного тока. Произведение тока и напряжения значительно возрастают. Поэтому важно, чтобы эти переключения протекали за минимально возможное время. Это условие удалось реализовать в настоящее время в двух типах полупроводниковых приборов с внутренней положительной обратной связью, ускоряющей процессы переключения полупроводников, – IGBT-транзисторах или *биполярных транзисторах с изолированным затвором* и *тиристорах*.

4.2. Преобразователи частоты с непосредственной связью

Основой силовой схемы преобразователя частоты с непосредственной связью является реверсивный тиристорный преобразователь. Многофазный выход преобразователя частоты с непосредственной связью достигается использованием нескольких реверсивных преобразователей с однофазным выходом (рис. 4.2).



Рис. 4.2. Система непосредственный преобразователь частоты – асинхронный двигатель

Выходное однофазное напряжение низкой частоты f_{1j} обеспечивается цикличным изменением углов открытия тиристоров. Коммутация тока тиристорами каждой группы непосредственного преобразователя частоты одного направления осуществляется напряжением сети (рис. 4.3).

Большинство непосредственных преобразователей частоты предусматривает совместное управление реверсивными группами тиристоров. В этом случае для ограничения уравнительных токов служат ограничивающие реакторы L1...L6, что увеличивает массу и габаритные размеры преобразователя, а также снижает его энергетические показатели.

На диаграммах напряжения (рис. 4.3) управление происходит при переменном угле управления α . Закон изменения управляющего напряжения $U_{\rm ynp}$ в непосредственном преобразователе частоты определяется специальным задатчиком. В рассмотренном случае управляющее напряжение изменяется по синусоидальному закону. В некоторых случаях применяют управляющее напряжение прямоугольной формы.



Рис. 4.3. Выходное однофазное напряжение непосредственного преобразователя частоты

Трехфазная система управляющих напряжений прямоугольной формы, сдвинутая для каждой из фаз на 120 эл. град., приведена на рис. 4.4.



Рис. 4.4. Трехфазная система управляющих напряжений прямоугольной формы

Если каждый из управляемых выпрямителей непосредственного преобразователя частоты охватить глубокими отрицательными обратными связями по току, то преобразователь приобретает свойства источника тока. Таким образом, непосредственные преобразователи частоты могут работать в режиме источника напряжения либо в режиме источника тока.

Достоинством непосредственных преобразователей частоты являются:

- однократное преобразование энергии, что определяет высокий КПД преобразователя;
- возможность прохождения реактивной мощности как от сети к нагрузке, так и обратно.

Недостатки:

- сложность устройств управления. Большое число тиристоров требует большого числа систем импульсно-фазового управления;
- коэффициент мощности преобразователя существенно меньше единицы (cos φ ≈ 0,15);
- существенно искажается форма напряжения питающей сети;
- трудности получения частот, близких к частоте питающей сети. Для нулевой схемы максимальная частота выходного напряжения обычно ограничивается f_{1max} =16Гц. Переход к мостовой схеме расширяет рабочий диапазон до f_{1max} = 25Гц.

Поэтому асинхронные электроприводы с непосредственными преобразователями частоты применяются для тихоходных безредукторных электроприводов средней и большой мощности.

4.3. Автономные инверторы тока

Схема силовых цепей трехфазного мостового инвертора тока приведена на рис. 4.5.



Рис. 4.5. Схема силовых цепей трехфазного мостового инвертора тока

Условные обозначения, принятые на рис. 4.5:

- СУВ схема управления выпрямителем;
- РТ регулятор тока;
- СУИ схема управления инвертором;
- ФП функциональный преобразователь.

Двухступенчатые преобразовательные устройства выполняются на основе выпрямителя трехфазного переменного напряжения сети и автономного инвертора, преобразующего выпрямленное напряжение в переменное трехфазное с регулируемой частотой и амплитудой. Несмотря на двукратное преобразование энергии и обусловленное при этом некоторое снижение КПД, преобразователи частоты с промежуточным звеном постоянного тока получили наибольшее распространение в регулируемом электроприводе.

В автономном инверторе тока управляемый выпрямитель, выполненный на тиристорах VS1...VS6, работает в режиме регулятора тока, а инвертор на тиристорах VS7...VS12 формирует требуемую частоту выходного тока. Фильтр с индуктивностью L0 обеспечивает сглаживание пульсаций выпрямленного тока

Тиристоры инвертора тока VS7...VS12, включенные по трехфазной мостовой схеме, пропускают ток в течение 120 эл. град. Переключение производится с периодичностью 60° в последовательности, соответствующей нумерации тиристоров. Диаграммы токов для каждой из фаз инвертора приведены на рис. 4.6.



Рис. 4.6. Диаграммы токов для каждой из фаз инвертора

Коммутация тока и компенсация реактивной мощности осуществляется конденсаторами C1...C3 на стороне переменного тока. При активно-индуктивной нагрузке на выходе инвертора и на тиристорах VS7...VS12 в моменты коммутации могут возникнуть значительные перенапряжения, обусловленные действием ЭДС самоиндукции нагрузки. Их ограничение достигается установкой соответствующих емкостей. При снижении частоты и при постоянном моменте на валу двигателя емкость конденсаторов возрастает обратно пропорционально квадрату частоты. При переходе двигателя, питаемого от автономного инвертора тока, в генераторный режим изменяется направление противоЭДС инвертора, который переходит в режим работы выпрямителем, что могло бы вызвать увеличение тока в звене постоянного тока. Однако за счет сильной отрицательной обратной связи по току, которой охвачен выпрямитель, ток в звене постоянного тока сохраняется на прежнем уровне, а выпрямитель переводится в режим инвертора, ведомого сетью. Вследствие чего происходит рекуперация энергии в питающую сеть без изменения направления тока в звене постоянного тока.

Таким образом, в автономных инверторах тока легко реализуются тормозные режимы двигателя с рекуперацией энергии в сеть, что делает предпочтительным его применение в реверсивных электроприводах.

Более совершенной схемой этого класса является схема автономного инвертора тока с отсекающими диодами рис. 4.7.



Рис. 4.7. Схема силовых цепей автономного инвертора тока с отсекающими диодами

В схеме автономного инвертора тока (рис. 4.7) конденсаторы *C*1...*C*6 отделены от нагрузки с помощью диодов *VD*1...*VD*6, благодаря чему конденсаторы участвуют в работе инвертора лишь в сравнительно короткое время коммутации, а в остальное время ток через них не протекает. Это позволяет существенно уменьшить емкость конденсаторов. Основные достоинства преобразователей частоты с автономными инверторами тока:

- возможность рекуперации энергии в сеть;
- близкое к синусоидальному выходное напряжение;
- безаварийность режима короткого замыкания в нагрузке. Недостатки:
- ограничение выходной частоты на уровне 100÷125 Гц;
- коммутационные перенапряжения на тиристорах, что заставляет усложнять силовую схему;
- невозможность работы на групповую нагрузку;
- существенные вес и габариты индуктивного фильтра.

4.4. Автономные инверторы напряжения

Если от преобразователя частоты необходимо питать многодвигательный электропривод, то преобразователь должен быть построен по схеме инвертора напряжения с отсекающими диодами и диодами реактивного тока рис. 4.8.



Рис. 4.8. Схема асинхронного электропривода с автономным инвертором напряжения

Преобразователь переменного напряжения в постоянное на рис. 4.8 не показан. Выпрямленное напряжение фильтруется с помощью емкостного фильтра, выполненного на конденсаторе *C*0.

Отсекающие диоды VD1...VD6 отсекают конденсаторы C1...C6 от асинхронного двигателя M, что ограничивает работу конденсаторов кратковременным интервалом коммутации и обеспечивает сохранение зарядов на них до наступления следующей коммутации.

Энергия, запасенная в индуктивностях нагрузки, снова возвращается в источник постоянного тока через диоды обратного хода VD7...VD12. Очередность работы вентилей: VS1-VS2; VD7-VD12; VS2-VS3; VD12-VD9; VS3-VS4; VD9-VD8; VS4-VS5; VD8-VD11.

В схеме возможно выключение любого рабочего тиристора в заданный момент времени независимо от состояния других тиристоров, что дает возможность регулировать действующее значение напряжения на нагрузке изменением длительности открытого состояния рабочего тиристора. Такое построение автономного инвертора позволяет использовать для получения постоянного напряжения неуправляемый выпрямитель. Принцип синусоидальной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) показан на рис. 4.9.



Рис. 4.9. Принцип синусоидальной широтно-импульсной модуляции

При ШИМ схема управления определяет моменты коммутации полупроводниковых приборов при равенстве опорного $U_{\rm on}$ треугольного напряжения и управляющего $U_{\rm v}$ синусоидального.

Для электроприводов небольшой мощности в последние годы в качестве ключей нашли применение силовые транзисторы типа IGBT и MOSFET. Асинхронный электропривод с автономным инвертором напряжения, выполненным на IGBT-транзисторах, приведен на рис. 4.10.



Рис. 4.10. Асинхронный электропривод с автономным инвертором напряжения, выполненным на IGBT-транзисторах

Индуктивный характер нагрузки учитывается подключением параллельно транзисторным ключам VT1...VT6 диодов VD1...VD6, обеспечивающих непрерывность цепи протекания тока в обмотках статора при отключении их от источника питания и возврат запасенной электромагнитной энергии в конденсатор C0 фильтра.

Так как IGBT-транзисторы могут переключаться при значительно больших частотах, чем тиристорные ключи, то и форма тока, протекающего через обмотки двигателя, становится значительно ближе к синусоидальной. Очевидно, что чем выше несущая частота ШИМ, тем меньше амплитуда колебаний тока в обмотках статора двигателя. На рис. 4.11 приведены осциллограммы токов статора асинхронного двигателя при низкой и высокой несущей частоте опорного напряжения ШИМ модулятора.



Рис. 4.11. Осциллограммы токов статора асинхронного двигателя при низкой (а) и высокой (б) несущей частоте опорного напряжения ШИМ модулятора

Однако чрезмерное увеличение несущей частоты может привести к перегреву ключей инвертора. Чем выше частота коммутации ключей, тем выше потери энергии в них.

В электроприводах, имеющих в цикле работы участки рекуперации энергии, запасенной во вращающихся частях электропривода, или высокую интенсивность тормозных режимов, для эффективного торможения приходится предусматривать специальный узел сброса энергии, состоящий из дополнительного ключа VT7 и резистора R1. Ключ VT7 открывается при превышении напряжения на емкости C0 сверх допустимого значения, вследствие чего обеспечивается «сброс» энергии в резистор R1, рассеивающий эту энергию.

В структурах электроприводов с автономными инверторами напряжения, охваченными отрицательной обратной связью по току, инвертор приобретает свойства источника тока.

В электроприводах с автономными инверторами напряжения возможен режим векторного управления, что позволяет использовать их для процессов с повышенными требованиями к динамике и пусковому моменту. Кроме того, эти преобразователи совместно с асинхронными двигателями во многих случаях позволяют заменить более дорогой электропривод постоянного тока.
4.5. Асинхронный электропривод с частотным регулированием угловой скорости

Изменение частоты питающего напряжения асинхронного двигателя влияет как на его синхронную скорость ω_0 , так и на его реактивные со-противления, которые меняются пропорционально изменению частоты:

 $X_{1\sigma j} = X_{1\sigma H} \cdot f_{1j} / f_{1H}; X'_{2\sigma j} = X'_{2\sigma H} \cdot f_{1j} / f_{1H}; X_m = X_{mH} \cdot f_{1j} / f_{1H}, (4.2)$ где f_{1H} – номинальное значение частоты напряжения статора асинхронного двигателя; $X_{1\sigma H}, X'_{2\sigma H}$ – индуктивные сопротивления рассеяния обмоток статора и индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора, приведенное к обмотке статора при номинальной частоте питающей сети f_{1H} .

Если одновременно с частотой f_{1j} изменять и переменное напряжение U_{1j} обмоток статора асинхронного двигателя, то появляется возможность реализовать в системах *преобразователь частотыасинхронный двигатель* (ПЧ–АД) различные законы регулирования скорости. Для сравнительной оценки этих законов регулирования воспользуемся уравнением баланса мощностей. Мощность на валу двигателя

$$P_2 = P - \Delta P_2 = \omega \cdot (1 - s) \cdot M , \qquad (4.3)$$

где P – электромагнитная мощность, передаваемая от статора к ротору; ΔP_2 – мощность потерь в роторе.

Из (4.3) следует, что при любом способе регулирования скорости асинхронного двигателя важно согласовать регулировочные механические характеристики двигателя с его нагрузкой.

По характеру зависимости момента механизма от его скорости – $M_c = f(\omega)$ можно выделить три наиболее часто встречающиеся механические характеристики производственных механизмов (раздел 1.4):

- не зависящая от угловой скорости механическая характеристика;
- нелинейно-спадающая механическая характеристика или работа с постоянной мощностью;
- нелинейно-возрастающая механическая характеристика или вентиляторная нагрузка.

В частотно-регулируемых электроприводах переменного тока для соответствующих моментов производственных механизмов можно сформировать электромагнитные моменты двигателей. Например, при постоянном моменте нагрузки ($M_c = \text{const}$) управление напряжением

и частотой тока статора асинхронного двигателя должно осуществляться по закону

$$U_{1j}/f_{1j} = \text{const.} \tag{4.4}$$

При нелинейно-спадающей нагрузке $M_c = k \cdot \omega^{-1}$ – закон управления напряжением и частотой принимает вид

$$U_{1j}^2 / f_{1j} = \text{const.}$$
 (4.5)

Наконец, при «вентиляторной» нагрузке $M_c = k \cdot \omega^2$ напряжение и частота должны изменяться в соответствии с зависимостью

$$U_{1j} / f_{1j}^2 = \text{const}.$$
 (4.6)

Законы управления (4.4)–(4.6), связывающие напряжение, частоту и характер нагрузки, описываются формулой М.П. Костенко:

$$U_{1j} = U_{1H} \frac{f_{1j}}{f_{1H}} \sqrt{\frac{M_{c}}{M_{H}}}, \qquad (4.7)$$

где $U_{1\rm H}$ – номинальное напряжение питающей сети, В; U_{1j} – напряжение на выходе преобразователя частоты; $M_{\rm c}$ – статический момент на валу асинхронного двигателя при данной частоте f_{1j} .

Из (4.7) следует, что, например, для привода, работающего с постоянной мощностью, увеличение скорости в четыре раза приводит к уменьшению статического момента M_c также в четыре раза. При этом потери в стали и на намагничивание уменьшаются, а перегрузочная способность двигателя остается примерно постоянной:

$$\frac{M_{\rm c}}{M_{\rm K}} = {\rm const},$$
 (4.8)

где $M_{\rm K}$ – критический момент двигателя, ${\rm H}\cdot{\rm M}$.

Таким образом, для того чтобы наиболее эффективно реализовать принципы частотного управления асинхронным двигателем, необходимо в соответствии с видом нагрузки на валу двигателя управлять напряжением, подводимым к статору, взаимосвязано с изменением частоты тока статора. Перечисленные режимы управления достаточны для большинства механизмов. Однако закон управления (4.4) справедлив только в первом аналитическом приближении, когда активным сопротивлением статора R_1 можно пренебречь. В действительности, при малых значениях частоты ($f_1 \le 0.5 \cdot f_{1H}$) падение напряжения на сопротивлении R_1 существенно снижает величину напряжения, прикладываемого

к контуру намагничивания, и критический момент асинхронного двигателя уменьшается. При более точном анализе, учитывающем падение напряжения на сопротивлении R_1 , механические характеристики принимают вид, показанный на рис. 4.12. Так, например, при законе управления U_{1j}/f_{1j} = const, предполагающем постоянство критического момента, наблюдается его снижение при уменьшении частоты f_{1j} .



Рис. 4.12. Механические характеристики производственных механизмов и электроприводов преобразователь частоты – асинхронный двигатель

Функциональная схема электропривода, выполненного по системе преобразователь частоты-асинхронный двигатель, реализующая различные законы управления класса U_{1j}/f_{1j} , приведена на рис. 4.13.



Рис. 4.13. Функциональная схема скалярного частотного управления скоростью асинхронного двигателя

В этой схеме сигнал управления U_y определяет модуль напряжения статора. Преобразователь напряжение-частота (ПНЧ) обеспечивает изменение относительной частоты $\alpha = f_{1*} = f_{1j}/f_{1h}$ в функции от

напряжения управления U_y по одному из установленных законов регулирования (4.4)–(4.6) класса U_{1j}/f_{1j} .

При частотном регулировании скорости асинхронного двигателя необходимо учитывать, что реактивные сопротивления двигателя зависят от частоты питающего напряжения. При снижении частоты f_{1j} активное сопротивление R_1 становится соизмеримым с реактивными сопротивлениями машины, поэтому расчет электромеханических и механических характеристик асинхронного двигателя производится в соответствии с уравнениями, приведенными в [6].

Электромеханическая характеристика, определяющая зависимость приведенного тока ротора от скольжения,

$$I_{2}' = \frac{U_{1j}}{\pm \sqrt{\left(R_{1} + \frac{R_{2}'}{s}\right)^{2} + X_{\text{KH}}^{2} \cdot f_{1*}^{2} + \left(\frac{R_{1} \cdot R_{2}'}{s \cdot X_{\mu\text{H}} \cdot f_{1*}}\right)^{2}},$$
(4.9)

где U_{1j} – фазное напряжение обмоток статора асинхронного двигателя; $f_{1*} = f_{1j}/f_{1H}$ – относительное значение частоты питающего напряжения.

Электромеханические характеристики $I'_2 = f(\omega)$, построенные по (4.9) для трех законов регулирования класса U_{1j}/f_{1j} , приведены на рис. 4.14, где $\omega = \omega_0(1-s)$.



Рис. 4.14. Электромеханические характеристики $I_2' = f(\omega)$ для трех законов регулирования класса U_{1j}/f_{1j}

Для короткозамкнутого асинхронного двигателя одной из основных является электромеханическая характеристика $I_1 = f(\omega)$, отражающая зависимость тока статора I_1 от скорости ω (скольжения *s*). Ток

статора I_1 находится путем сложения вектора тока намагничивания $\overline{I_0}$ и вектора тока ротора $\overline{I'_2}$. Обычно это производится с помощью круговой диаграммы.

Полагая ток намагничивания асинхронного двигателя I_0 реактивным, ток статора I_1 через приведенный ток ротора I_2' можно найти по формуле [6]

$$I_1 = \sqrt{I_0^2 + (I_2')^2 + 2 \cdot I_0 \cdot I_2' \cdot \sin\varphi_2} , \qquad (4.10)$$

где

$$\sin \varphi_2 = \frac{x_{\rm KH} f_{1*}}{\sqrt{(R_1 + \frac{R_2}{s})^2 + x_{\rm KH}^2 \cdot f_{1*}^2}}.$$
 (4.11)

Механическая характеристика асинхронного двигателя при переменных значениях величины и частоты напряжения питания определяется следующим выражением:

$$M = \frac{3 \cdot U_{1j}^{2} \cdot R_{2}^{'}}{\omega_{0j} \cdot s \left[X_{\rm KH}^{2} \cdot f_{1*}^{2} + \left(R_{1} + \frac{R_{2}^{'}}{s} \right)^{2} + \left(\frac{R_{1} \cdot R_{2}^{'}}{s \cdot X_{\mu \rm H} \cdot f_{1*}} \right)^{2} \right]}.$$
 (4.12)

Механическая характеристика асинхронного двигателя имеет критический момент и критическое скольжение, которые определяются обычным способом, положив $\frac{dM}{ds} = 0$. Тогда критический момент

$$M_{\rm kj} = \frac{3 \cdot U_{1j}^2}{2 \cdot \omega_{0j} \left[R_1 \pm \sqrt{(R_1^2 + X_{\rm KH}^2 \cdot f_{1*}^2) \left(1 + \frac{R_1^2}{X_{\mu\rm H}^2 \cdot f_{1*}^2} \right)} \right]}, \qquad (4.13)$$

где $\omega_{0j} = 2 \cdot \pi \cdot f_{1j} / z_p$ – синхронная угловая скорость; U_{1j} – фазное напряжение обмоток статора асинхронного двигателя.

Критическое скольжение

$$s_{\kappa j} = \pm R_2' \sqrt{\frac{1 + (R_1 / X_{\mu H} \cdot f_{1*})^2}{R_1^2 + X_{\kappa H}^2 \cdot f_{1*}^2}}.$$
(4.14)

Знак «+» означает, что критический момент и скольжение относятся к двигательному режиму, знак «-» – к генераторному режиму рекуперативного торможения. **Пример 4.1.** Для короткозамкнутого асинхронного двигателя типа 4A112MB6У3, работающего в системе *автономный инвертор напряжения–асинхронный двигатель*, рассчитать и построить статические механические и электромеханические характеристики при частотном регулировании скорости в соответствии с законом регулирования U_{1j}/f_{1j} = const при следующих значениях частот напряжений обмотки статора: 50, 25, 10, 5 Гц.

Основные параметры асинхронного двигателя и его схемы замещения приведены в примере 3.1.

Решение. Преобразователи частоты со звеном постоянного тока, выпускаемые промышленностью, формируют зависимость $U_{1j}/f_{1j} = \text{const}$ в соответствии с графиком, приведенным на рис. 4.15. Стандартная настройка промышленных электроприводов позволяет ввести три точки аппроксимации закона регулирования: для максимальной f_{max} , средней f_{cp} и минимальной f_{\min} частоты и соответствующие им координаты максимального $U_{1\max}$, среднего $U_{1\text{cp}}$ и минимального $U_{1\min}$ напряжения преобразователя.



Рис. 4.15. Зависимость напряжения от частоты в автономных инверторах напряжения, выпускаемых промышленностью

Если регулировать частоту f_{1j} и напряжение U_{1j} в соответствии с законом $U_{1j}/f_{1j} = \text{const}$ и графиком рис. 4.15, то при $f_{1\text{H}} = 50$ Гц и $U_1 = 200$ В коэффициент пропорциональности

$$\gamma = \frac{U_1}{f_{1\mathrm{H}}} = \frac{200}{50} = 4,$$

тогда, соответственно, для частот регулирования $f_{1\text{H}} = 50$ Гц, $f_{12} = 25$ Гц, $f_{13} = 10$ Гц, $f_{14} = 5$ Гц фазные напряжения будут равны $U_{11} = 200$ В, $U_{12} = 100$ В, $U_{13} = 40$ В, $U_{14} = 20$ В.

Механическая характеристика асинхронного двигателя при переменных значениях величины и частоты напряжения питания определяется выражением (4.12)

$$M = \frac{3 \cdot U_{1j}^2 \cdot R_2'}{\omega_{0j} \cdot s \left[X_{\rm KH}^2 \cdot f_{1*}^2 + \left(R_1 + \frac{R_2'}{s} \right)^2 + \left(\frac{R_1 \cdot R_2'}{s \cdot X_{\mu \rm H} \cdot f_{1*}} \right)^2 \right]}$$

и при подстановке численных значений параметров схемы замещения асинхронного двигателя для частоты $f_{1\rm H} = 50$ Гц получим

$$M = \frac{3 \cdot 220^2 \cdot 1,393}{104,7 \cdot s \left[5,234^2 \cdot 1 + \left(1,878 + \frac{1,393}{s} \right)^2 + \left(\frac{1,878 \cdot 1,393}{s \cdot 54,47 \cdot 1} \right)^2 \right]},$$

где $s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} -$ скольжение.

Механические характеристики, рассчитанные по (4.12) в математической системе MathCAD, приведены на рис. 4.16. С целью наглядного представления о регулировании скорости механические характеристики на рисунке приведены в координатах $M = f(\omega_*)$.



Рис. 4.16. Механические характеристики асинхронного двигателя типа 4A112MB6У3 при частотном регулировании скорости в соответствии с законом регулирования $U_{1j}/f_{1j} = \text{const}$

Анализ характеристик показывает значительное снижение критического момента асинхронного двигателя при частотном регулировании скорости в соответствии с законом регулирования $U_{1j}/f_{1j} = \text{const}$.

Электромеханические характеристики $I_2 = f(\omega)$ для данного закона регулирования скорости могут быть рассчитаны в соответствии с (4.9) по уравнению

$$I_{2}' = \frac{U_{1j}}{\pm \sqrt{\left(R_{1} + \frac{R_{2}'}{s}\right)^{2} + X_{\mathrm{KH}}^{2} \cdot f_{1*}^{2} + \left(\frac{R_{1} \cdot R_{2}'}{s \cdot X_{\mathrm{\mu H}} \cdot f_{1*}}\right)^{2}}}.$$

Пересчет скольжения *s* на скорость ω произведем в соответствии с выражением $\omega = \omega_0 (1 - s)$.

При подстановке численных значений параметров для частоты $f_{1\rm H} = 50$ Гц выражение электромеханической характеристики запишется следующим образом:

$$I_{2}' = \frac{200}{\pm \sqrt{\left(1,878 + \frac{1,393}{s}\right)^{2} + 5,352^{2} \cdot 1 + \left(\frac{1878 \cdot 1,393}{s \cdot 54,323 \cdot 1}\right)^{2}}}.$$

Электромеханические характеристики, рассчитанные по (4.9) в математической системе MathCAD, приведены на рис. 4.17.



Рис. 4.17. Электромеханические характеристики асинхронного двигателя типа 4A112MB6У3 при частотном регулировании скорости в соответствии с законом регулирования $U_{1j}/f_{1j} = \text{const}$

Расчет электромеханических характеристик $I_1 = f(\omega_*)$ произведем по уравнению (4.10):

$$I_1 = \sqrt{I_0^2 + (I_2')^2 + 2 \cdot I_0 \cdot I_2' \cdot \sin \varphi_2} ,$$

$$\sin \varphi_2 = \frac{x_{\rm KH} f_{1*}}{\sqrt{(R_1 + \frac{R_2'}{s})^2 + x_{\rm KH}^2 \cdot f_{1*}^2}}.$$

Пересчет скольжения *s* на угловую скорость ω для каждой из характеристик проведем в соответствии с выражением $\omega = \omega_0(1-s)$. Так как с изменением частоты f_{1j} и напряжения статора U_{1j} ток холостого хода I_0 изменяется, то его значение для каждой из частот будем определять по выражению

$$I_0 = \frac{U_{1j}}{\sqrt{R_1^2 + (X_{1\sigma H} + X_{mH})^2 \cdot f_{1*}^2}}.$$
(4.15)

Как следует из анализа электромеханических характеристик (рис. 4.17–4.18), регулирование скорости изменением частоты напряжения статора с законом регулирования $U_{1j}/f_{1j} = \text{const}$ приводит к значительному уменьшению пусковых токов, а в данном примере, как следствие, – к уменьшению допустимого диапазона нагрузок для двигательного режима работы электропривода. Поскольку с увеличением мощности электродвигателя значение сопротивления R_1 уменьшается, то у двигателей большой мощности с уменьшением частоты f_1 сокращение рабочего диапазона нагрузок происходит в меньшей степени.



Рис. 4.18. Электромеханические характеристики $I_1 = f(\omega_*)$ асинхронного двигателя типа 4A112MB6V3 при частотном регулировании скорости в соответствии с законом $U_{1j}/f_{1j} = \text{const}$

Пример 4.2. Для короткозамкнутого асинхронного двигателя типа 4A112MB6У3, работающего в системе *автономный инвертор напряжения–асинхронный двигатель*, рассчитать и построить графики переходных процессов скорости и момента, а также динамическую механическую характеристику пуска двигателя. Пуск осуществить от задатчика интенсивности с *S*-образной характеристикой до скорости, определяемой частотой $f_{11*} = 1$. Регулирование скорости электропривода осуществляется в соответствии с законом управления $U_{1j}/f_{1j} = \text{const.}$ Несущая частота инвертора напряжения $f_{H^{4}} = 10000 \Gamma$ ц. Момент сопротивления на валу электродвигателя – реактивный $M_{c*} = 0,1$.

Основные параметры асинхронного двигателя и его схемы замещения приведены в примере 3.1.

Решение. Функциональная схема электропривода *автономный* инвертор напряжения—асинхронный двигатель, отвечающая условиям задания, приведена на рис. 4.19.





Задающее напряжение U_{31} определяет скорость двигателя на рабочем участке преобразований *задающее напряжение–частота*; задающее напряжение U_{32} определяет минимальную рабочую частоту преобразователя согласно его стандартной настройке; $f_{1*} = f_{1j}/f_{1h}$ – относительная частота; U_y – напряжение управления.

При пуске частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами напряжения, выполненных по разомкнутым структурным схемам, с целью минимизации колебательности момента в качестве одного из возможных методов рекомендуется [9] первоначально включить двигатель на минимальную частоту $f_{\min*}$ преобразователя согласно его стандартной настройке. Затем, по окончании переходного процесса, когда потокосцепления достигнут установившихся значений, производить дальнейший разгон электропривода от задатчика интенсивности.

Схема имитационной модели электропривода *автономный инвертор напряжения–асинхронный двигатель*, составленная в программной среде WINDORA, приведена на рис. 4.20.



Рис. 4.20. Схема имитационной модели разомкнутого электропривода автономный инвертор напряжения—асинхронный двигатель

Проведем предварительные расчеты и определим необходимые параметры электропривода согласно условиям задачи. Так как параметры имитационной модели асинхронного двигателя рассчитаны в относительных единицах, то и параметры задающих устройств и инвертора напряжения также должны быть определены в относительных единицах.

• Пуск двигателя будем осуществлять на минимальную частоту $f_{1\min} = 5\Gamma$ ц, что в относительных значениях составляет

$$A_{\min} = f_{1\min} = \frac{f_{1\min}}{f_{1\max}} = \frac{10}{50} = 0,2 \text{ o. e.}$$

• Максимальный сигнал задатчика интенсивности

$$A_{\rm max} = 1 - A_{\rm min} = 1 - 0.2 = 0.8$$
.

• Инвертор напряжения на схеме имитационной модели представлен апериодическим звеном

$$W_{\text{AUH}}(p) = \frac{k_{\text{ин}*}}{1 + T_{\text{ин}*} \cdot p}$$

где $k_{\text{ин*}} = \frac{f_{1\text{max*}}}{A_{\Sigma}}$ – коэффициент передачи инвертора; $f_{1\text{max*}} = 1$ – максимальная выходная частота автономного инвертора напряжения в относительных единицах; $A_{\Sigma} = A_{\text{max}} + A_{\text{min}}$ – максимальный сигнал задания на входе инвертора напряжения в относительных единицах; $T_{\text{ин}*} = \frac{1}{f_{\text{нч}*}}$ – постоянная времени запаздывания автономного инвертора напряжения в относительных единицах; $f_{\text{нч}*}$ – несущая частота автономного инвертора напряжения в относительных единицах.

 Несущая частота автономного инвертора напряжения в относительных единицах может быть найдена по формуле

$$f_{\rm H\Psi*} = \frac{f_{\rm H\Psi}}{\omega_{\rm f}} = \frac{10000}{314,15} = 31,83 \text{ o. e.},$$

где $\omega_6 = 314,15$ – номинальное значение угловой частоты напряжения питающей сети.

• Постоянная времени запаздывания автономного инвертора напряжения в относительных единицах

$$T_{\rm HH*} = \frac{1}{f_{\rm HH*}} = \frac{1}{31,83} = 0,031415 \text{ o. e.}$$

Графики переходных процессов скорости и момента пуска асинхронного короткозамкнутого двигателя на частоту $f_{1 \max}$ приведены на рис. 4.21, а динамическая механическая характеристика – на рис. 4.22.



Рис. 4.21. Переходные процессы пуска асинхронного двигателя на частоту $f_{1\max*} = 1,0$ в разомкнутом электроприводе автономный инвертор напряжения—асинхронный двигатель. Момент сопротивления $M_{c*} = 0,1$

Из рис. 4.21 следует, что при пуске на максимальную скорость частотно-регулируемого электропривода *автономный инвертор напряжения асинхронный двигатель*, выполненного по разомкнутой структурной схеме, колебания скорости практически отсутствуют как на начальном, так и на конечном участках переходного процесса. Исследования [9] показали, что при относительно легких условиях пуска ($\mu_c = 0,1$; H = 150) создание ненулевых начальных условий потока и потокосцеплений двигателя не дает каких-либо преимуществ, а наоборот, увеличивает колебательность переходных процессов скорости.



Рис. 4.22. Динамическая механическая характеристика пуска асинхронного двигателя на частоту f_{1max*} = 1,0 в разомкнутом электроприводе автономный инвертор напряжения–асинхронный двигатель

Колебания электромагнитного момента на графиках переходных процессов и динамической механической характеристики объясняются сложностью формирования начальных значений потокосцеплений двигателя в разомкнутом электроприводе при скалярном управлении.

4.6. Система преобразователь частоты–асинхронный двигатель с положительной обратной связью по току

Основные законы регулирования скорости асинхронного двигателя класса U_{1j}/f_{1j} при питании его от инвертора напряжения были рассмотрены в разделе 4.5. Теоретически и практически доказано, что в классе законов U_{1j}/f_{1j} невозможно одновременно обеспечить удовлетворительные механические и энергетические характеристики в широком диапазоне скоростей и изменения нагрузки. Основная причина этого – возрастание влияния активного сопротивления обмотки статора при снижении частоты питающего напряжения. В асинхронных частотно-регулируемых электроприводах со скалярным управлением, кроме законов регулирования класса U_{1j}/f_{1j} , получили применение и другие законы регулирования. Схема замещения асинхронной машины, пригодная для анализа как установившихся, так и переходных режимов работы при любой частоте f_{1j} питающего напряжения U_{1j} обмоток статора, приведена на рис. 4.23.



Рис. 4.23. Схема замещения асинхронной машины в установившемся режиме при частотном управлении

В соответствии со схемой замещения (рис. 4.23) можно записать следующие уравнения:

$$U_{1j} = E_1 + R_1 \cdot I_1; (4.16)$$

$$U_{1j} = E_m + (R_1 + j \cdot X_{1\sigma j}) I_1;$$
(4.17)

$$U_{1j} = E'_2 + (R_1 + j \cdot X_{1\sigma j})I_1 + j \cdot X'_{2\sigma j} \cdot I'_2.$$
(4.18)

Таким образом, компенсируя падения напряжения на сопротивлениях R_1 , $R_1 + j \cdot X_{1\sigma j}$, $R_1 + j \cdot X_{1\sigma j}$ и $X'_{2\sigma j}$, можно получить частотные за-

коны регулирования скорости классов $\frac{E_{1j}}{f_{1j}}, \frac{E_{mj}}{f_{1j}}, \frac{E_{2j}'}{f_{1j}}.$

В соответствии с уравнениями математической модели асинхронного двигателя в неподвижной системе координат, условие поддержания постоянного соотношения между ЭДС E_1 и частотой напряжения статора f_1 в статике является и условием стабилизации потокосцепления статора ψ_1 . Регулирование класса $\frac{E_{mj}}{f_{1j}}$ – это регулирование с постоянным потокосцеплением в воздушном зазоре ψ_m , а регулирование класса $\frac{E'_{2j}}{f_{1j}}$ – регулирование с постоянным потокосцеплением в воздушном зазоре ψ_m , а регулирование класса $\frac{E'_{2j}}{f_{1j}}$ – регулирование с постоянным потокосцеплением ротора.

Если при изменении нагрузки на валу двигателя поддерживать постоянными соответствующие значения ЭДС E_1, E_m или E_2' , то механические характеристики асинхронного двигателя получат вид, пока показанный на рис. 4.24.



Рис. 4.24. Механические характеристики асинхронного двигателя при различных законах регулирования: $1 - \frac{U_1}{f_1} = \text{const}; 2 - \frac{E_1}{f_1} = \text{const};$ $3 - \frac{E_m}{f_1} = \text{const}; 4 - \frac{E_2}{f_1} = \text{const}$

Анализ механических характеристик, приведенных на рис. 4.24, показывает, что для стабилизации скорости при изменении нагрузки на валу двигателя предпочтение следует отдавать методу регулирования с $E_2' = \text{const}$. Однако такое регулирование предполагает повышение напряжения U_{1j} по сравнению с номинальным $U_{1\text{H}}$ при всех значениях нагрузки, что в большинстве случаев приводит к насыщению магнитной цепи асинхронного двигателя и его перегреву. Поэтому на практике наибольшее распространение получили такие способы частотного регулирования скорости, как $E_{1j}/f_{1j} = \text{const}$; $E_{1j}/f_{1j}^2 = \text{const}$; $E_{1j}/\sqrt{f_{1j}} = \text{const}$. При регулировании скорости в классе законов E_{1j}/f_{1j} необходимо повышать фазное напряжение $U_{1j} = E_{1j} + I_1 \cdot R_1$ только на величину падения напряжения $I_1 \cdot R_1$ на активном сопротивлении обмотки статора, а способ регулирования скорости асинхронного двигателя, корости асинхронного двигателя нание – частотное регулирование с *IR*-компенсацией.

Реализация управления компенсирующего падения напряжения на активном сопротивлении статора возможна как по отклонению, так и по возмущению, со скалярной или векторной *IR*-компенсацией.

4.6.1. Частотное управление асинхронным электроприводом со скалярной IR-компенсацией

Структурная схема системы скалярного частотного управления с *IR*-компенсацией приведена на рис. 4.25.

Задатчик интенсивности ЗИ формирует кривую и темп разгона двигателя. При дистанционном управлении электроприводом сигналом задания скорости является задающее напряжение U_3 . Ему соответствует задающая частота f_3 местного управления, в этом случае управление пуском и остановом двигателя производится с панели управления преобразователя. Блок *преобразователь частота–напряжение* ПЧН формирует требуемую зависимость скалярного управления между частотой и напряжением преобразователя, чем и устанавливает один из принятых способов частотного регулирования скорости класса E_{1j}/f_{1j} .



Рис. 4.25. Структурная схема частотного управления со скалярной IR-компенсацией

В электроприводах с микропроцессорным управлением аналитические зависимости класса U_{1j}/f_{1j} аппроксимируются в блоке ПЧН ломаными линиями, так как показано в табл. 4.1. Причем, для удобства пользователя значения переменных U_{1j} и f_{1j} задаются непосредственно на выходе преобразователя – автономного инвертора напряжения.

При скалярной *IR*-компенсации сигнал управления U_y является суммой сигналов регулирования U_p и положительной обратной связи по току $U_{\text{кор}}$:

$$U_{\rm y} = U_{\rm p} + U_{\rm kop} = U_{\rm p} + k_{\rm KM} \cdot R_{\rm l} \cdot I,$$
 (4.19)

где $k_{\rm KM}$ – коэффициент положительной обратной связи по току; R_1 – активное сопротивление обмотки статора асинхронного двигателя; I – сигнал, пропорциональный действующим значениям токов i_A , i_B , i_C обмоток статора асинхронного двигателя.

Таблица 4.1

Индекс установки кривой в константе <i>E</i> 1-03	Реализуемый закон управления	Кривая U_{1j} / f_{1j}
0	$U_{1j}/f_{1j} = \text{const}$	В 200 15 2,5 50 Гц
4	$U_{1j}/f_{1j}^2 = \text{const}$	В 200 35 9 1 25 50 Гц
8	$U_{1j} / \sqrt{f_{1j}} = \text{const}$	В 200 19 11 1,3 2,5 50 Гц
F	Настройки пользователя	E1-05 $E1-08$ $E1-07$ $E1-09$ $E1-07$ $E1-07$ $E1-06$ $E1-04$

Сигнал управления U_y является входным для прямого координатного преобразователя (ПКП), на выходе которого формируются три синусоидальных напряжения управления U_{y1A} , U_{y1B} , U_{y1C} , сдвинутые относительно друг друга на угол $\pm 2\pi/3$, с амплитудами, пропорциональными напряжению управления. Сигналы U_{y1A} , U_{y1B} , U_{y1C} формируют фазные напряжения на выходе автономного инвертора напряжения (АИН).

Принцип действия системы частотно-регулируемого асинхронного электропривода с положительной обратной связью по току заключается в следующем. Предположим, что асинхронный двигатель работал на характеристике 1 (рис. 4.26) с моментом на валу двигателя, равным M_1 . Если момент на валу двигателя увеличится и станет равным M_2 , то возрастет и ток каждой фазы статора двигателя i_A , i_B , i_C , а следовательно и сигнал I формирователя тока статора (ФТС). Увеличится и корректирующее напряжение положительной обратной связи $U_{\rm кор}$, вычисляемое по выходному току I звеном с передаточной функцией

$$W(p) = k_{\rm KM} \cdot R_1 / (1 + T_{\rm KM} \cdot p), \qquad (4.20)$$

где $T_{\rm KM}$ – постоянная времени задержки контура тока.



Рис. 4.26. Механические характеристики электропривода (кривые 1, 2) и результирующая характеристика – 3 при наличии положительной обратной связи по току

С ростом корректирующего сигнала возрастет и сигнал управления U_y , что приводит в конечном итоге к росту фазного напряжения U_{1j} асинхронного двигателя и увеличению его критического момента, который пропорционален квадрату фазного напряжения – $M_K \equiv U_{1j}^2$. Характеристика 2 соответствует возросшему фазному напряжению $U_{1\phi}$. В результате действия положительной обратной связи электропривод фор-

мирует механическую характеристику замкнутой системы 3, жесткость которой определяется коэффициентом $k_{\rm KM}$.

Для формирования сигнала положительной обратной связи по току может использоваться модуль тока статора $|I_1|$, активная составляющая тока статора Re I_1 , ток I_d в звене постоянного тока. В большинстве преобразователей сигнал, пропорциональный мгновенному значению тока статора двигателя, снимается с трех резистивных шунтов $R_{\text{ш}A}$, $R_{\text{ш}B}$ и $R_{\text{ш}C}$, включенных в цепь переменного тока инвертора напряжения (рис. 4.28).

Однако если через обмотки статора асинхронного двигателя не протекают токи нулевой последовательности, то достаточно двух датчиков тока, а ток в третьей фазе, например B, можно определить через токи фаз A и C:

$$i_B = -(i_A + i_C), (4.21)$$

где i_A, i_B, i_C – мгновенные значения токов в фазах A, B и C.

Векторные диаграммы при скалярной *IR*-компенсации для случаев идеального холостого хода и наличии нагрузки на валу двигателя изображены на рис. 4.27



Рис. 4.27. Векторные диаграммы асинхронного двигателя при скалярной IR-компенсации: а – режим холостого хода; б – при наличии нагрузки на валу двигателя

При скалярной компенсации меняется только модуль напряжения $|\overline{U_{1j}}|$ обмотки статора асинхронного двигателя без изменения фазового угла, что приводит к непостоянству векторов ЭДС $\overline{E_1}$ и потокосцепле-

ния $\overline{\psi_1}$. Возможны дополнительные возмущения в системе, связанные с изменением фазового угла вектора $\overline{\psi_1}$.

Несмотря на этот недостаток, разомкнутые структуры частотного регулирования скорости на основе автономных инверторов напряжения со скалярной *IR*-компенсацией находят широкое применение в приводах длительного режима работы с диапазоном регулирования $D \le 1$: 30.

4.6.2. Частотное управление асинхронным электроприводом с векторной IR-компенсацией

Если вектор напряжения \overline{U}_{1j} формируется векторным сложением напряжения задания \overline{U}_{3i} и сигнала $i \cdot R_1 \cdot k_{\rm KM}$, вводимого с целью компенсации падения напряжения в фазах A, B и C двигателя, то такое управление называют частотным управлением с векторной *IR*-компенсацией. Векторное сложение сигналов производится во временной области, то есть суммируются сигналы переменного напряжения.

Функциональная схема векторного частотного управления с *IR*-компенсацией приведена на рис. 4.28.



В схеме (рис. 4.28) на выходе прямого координатного преобразователя ПКП формируются три синусоидальных напряжения U_{3A} , U_{3B} , U_{3C} , сдвинутые относительно друг друга на угол $\mu 2\pi/3$, с амплитудами, пропорциональными задающему напряжению U_3 , и частотой f, определяемой законом регулирования. Напряжения \overline{U}_{3A} , \overline{U}_{3B} , \overline{U}_{3C} суммируются с сигналами $\overline{i} \cdot R_1 \cdot k_{\rm KM}$ положительных компенсационных обратных связей по току в соответствии с выражением

$$\overline{U}_{yi} = \overline{U}_{3i} + \overline{i}_i \cdot R_1 \cdot k_{\rm KM}, \qquad (4.22)$$

где \overline{U}_{yi} – вектор напряжения управления *i*-й фазой автономного инвертора напряжения; \overline{U}_{3i} – вектор напряжения задания *i*-й фазы; \overline{i}_i – ток *i*-й фазы асинхронного двигателя.

Результирующие сигналы управления \overline{U}_{yA} , \overline{U}_{yB} , \overline{U}_{yC} формируют фазные напряжения на выходе преобразователя частоты ПЧ. Векторные диаграммы асинхронного двигателя при векторной *IR*-компенсации приведены на рис. 4.29.

При векторной *IR*-компенсации векторы ЭДС \overline{E}_1 и потокосцепления $\overline{\psi}_1$ остаются постоянными при изменении нагрузки, а модуль вектора напряжения $|\overline{U}_1|$ и его фазовый угол меняются. Как показали исследования, постоянство вектора потокосцепления $\overline{\psi}_1$ способствует устойчивой работе электропривода. В электроприводах с микропроцессорным управлением векторная *IR*-компенсация дополнительной настройки, как правило, не требует, то есть при выборе такого закона регулирования настройка производится по заложенной в электропривод программе автоматически.



Рис. 4.29. Векторные диаграммы асинхронного двигателя при векторной IR-компенсации: а – режим холостого хода; б – при наличии нагрузки на валу двигателя

Электромеханическая характеристика, определяющая зависимость приведенного тока ротора от скольжения для режима неполной *IR*-компенсации определяется выражением

$$I'_{2} = \frac{U_{1j}}{\pm \sqrt{\left(R_{13KB} + \frac{R'_{2}}{s}\right)^{2} + X_{KH}^{2} \cdot f_{1*}^{2} + \left(\frac{R_{13KB} \cdot R'_{2}}{s \cdot X_{\mu H} \cdot f_{1*}}\right)^{2}}, \quad (4.23)$$

где $R_{1_{3KB}} = R_1 - k_{KM} \cdot R_1 > 0$ – эквивалентное активное сопротивление цепи обмотки статора; $f_{1*} = f_{1j} / f_{1H}$ – относительная частота; f_{1H} – номинальное значение частоты напряжения статора асинхронного двигателя; f_{1j} – регулируемое значение частоты напряжение статора.

Ток статора I_1 через приведенный ток ротора I_2' можно найти по формуле [5]

$$I_1 = \sqrt{I_0^2 + I_2^{'2} + 2 \cdot I_0 \cdot I_2^{'} \cdot \sin \varphi_2} , \qquad (4.24)$$

где

$$\sin \varphi_2 = \frac{x_{\rm KH} \cdot f_{1*}}{\sqrt{(R_{13\rm KB} + \frac{R_2}{s})^2 + x_{\rm KH}^2 f_{1*}^2}}.$$
(4.25)

Так как регулирование скорости асинхронного двигателя производится изменением и напряжения обмотки статора, и частоты питающего напряжения, то ток холостого хода I_0 можно найти в соответствии со схемой замещения (рис. 4.23) по следующему уравнению:

$$I_0 = \frac{U_{1j}}{\sqrt{R_{13KB}^2 + (X_{1\sigma H} \cdot f_{1*} + X_{mH} \cdot f_{1*})^2}}.$$
(4.26)

Механическая характеристика асинхронного двигателя для режима неполной *IR*-компенсации, при переменных значениях величины и частоты напряжения питания, определяется выражением

$$M = \frac{3 \cdot U_{1j}^2 \cdot R_2'}{\omega_{0j} \cdot s_j \left[X_{\rm KH}^2 \cdot f_{1*}^2 + \left(R_{1 \Im \rm KB} + \frac{R_2'}{s_j} \right)^2 + \left(\frac{R_{1\Im \rm KB} \cdot R_2'}{s_j \cdot X_{\mu \rm H} \cdot f_{1*}} \right)^2 \right]}.$$
 (4.27)

При полной *IR*-компенсации, когда $k_{\rm KM} = 1$, а $R_{13\rm KB} = 0$, происходит регулирование с законами класса $E_{1j}/f_{1j} = {\rm const}$. Механическая характеристика электропривода представляется выражением

$$M = \frac{3 \cdot U_{1j}^2 \cdot R_2'}{\omega_{0j} \cdot s_j \left[X_{\rm KH}^2 \cdot f_{1*}^2 + \left(\frac{R_2'}{s_j}\right)^2 \right]}.$$
(4.28)

Критический момент асинхронного двигателя будет равен

$$M_{\rm K} = \frac{3 \cdot U_{1j}^2}{2 \cdot \omega_{0j} X_{\rm KH} f_{1*}}, \qquad (4.29)$$

а критическое скольжение

$$s_{\rm kj} = \pm \frac{R_2}{X_{\rm KH} f_{1*}}.$$
(4.30)

Механические характеристики асинхронного двигателя, построенные по (4.28) при частотном регулировании скорости и в соответствии законом регулирования $E_{1i}/f_{1*} = \text{const}$, приведены на рис. 4.30.



Рис. 4.30. Механические характеристики асинхронного двигателя при частотном регулировании скорости с IR-компенсацией и в соответствии с законом регулирования $E_{1j}/f_{1*} = \text{const}$

Как следует из анализа рис. 4.30, при регулировании скорости асинхронного двигателя с законом регулирования $E_{1j}/f_{1*} = \text{const}$ (полная *IR*-компенсация) критический момент асинхронного двигателя остается постоянным.

Пример 4.3. Для короткозамкнутого асинхронного двигателя типа 4A112MB6У3, работающего в системе *автономный инвертор напряжения–асинхронный двигатель с положительной обратной связью по току* рассчитать и построить статические механические и электромеханические характеристики. Значения частот напряжений обмотки статора: 50 Гц, 25 Гц, 5 Гц. Коэффициенты положительной обратной связи по току $k_{\rm KM1} = 0$, $k_{\rm KM2} = 0,2$ и $k_{\rm KM3} = 0,7$. Основные параметры асинхронного двигателя и его схемы замещения определены в примере 1.2.

Решение. Преобразователи частоты со звеном постоянного тока, выпускаемые промышленностью, формируют зависимость $U_{1j}/\sqrt{f_{1j}}$ = const в соответствии с графиком, приведенным в табл. 4.1. Стандартная настройка промышленных электроприводов позволяет ввести три точки аппроксимации закона регулирования: для максимальной $f_{\rm max}$, средней $f_{\rm cp}$ и минимальной $f_{\rm min}$ частоты и соответствующие им координаты максимального $U_{1\rm max}$, среднего $U_{1\rm cc}$ и минимального $U_{1\rm min}$ напряжения преобразователя.

Если регулировать частоту f_{1j} и напряжение U_{1j} в соответствии с законом $U_{1j} / \sqrt{f_{1j}} = \text{const}$ и графиком рис. 4.31, то при $f_{1\text{H}} = 50 \,\Gamma$ ц и $U_1 = 200 \,\text{B}$ коэффициент пропорциональности

$$\gamma = \frac{U_1}{\sqrt{f_{1\text{H}}}} = \frac{200}{\sqrt{50}} = 28,28$$

тогда, соответственно, для частот регулирования $f_{1\text{H}} = 50 \,\Gamma\text{u}$, $f_{12} = 25 \,\Gamma\text{u}$, $f_{13} = 5 \,\Gamma\text{u}$ фазные напряжения будут равны $U_{11} = 200 \,\text{B}$, $U_{12} = 141,4 \,\text{B}$, $U_{13} = 63,24 \,\text{B}$.



Механическая характеристика асинхронного двигателя, работающего в системе автономный инвертор напряжения—асинхронный двигатель с положительной обратной связью по току, при переменных значениях величины и частоты напряжения питания определяется выражением (4.27)

$$M = \frac{3 \cdot U_{1j}^2 \cdot R_2}{\omega_{0j} \cdot s_j \left[X_{\rm KH}^2 \cdot f_{1*}^2 + \left(R_{13\rm KB} + \frac{R_2'}{s_j} \right)^2 + \left(\frac{R_{13\rm KB} \cdot R_2'}{s_j \cdot X_{\mu\rm H} \cdot f_{1*}} \right)^2 \right]}.$$

При подстановке численных значений параметров схемы замещения асинхронного двигателя для частоты $f_{1\mu} = 50 \, \Gamma$ ц получим

$$M = \frac{3 \cdot 200^2 \cdot 1,393}{104,7 \cdot s \left[5,234^2 \cdot 1 + \left(R_{13KB} + \frac{1,393}{s} \right)^2 + \left(\frac{R_{13KB} \cdot 1,393}{s \cdot 54,47 \cdot 1} \right)^2 \right]},$$

где $s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}$ – скольжение; $R_{13KB} = R_1 - k_{KM} \cdot R_1 > 0$ – эквивалентное

активное сопротивление цепи обмотки статора.

Механические характеристики, рассчитанные по (4.27) в математической системе MathCAD, приведены на рис. 4.32. С целью наглядного представления о регулировании скорости механические характеристики на рисунке приведены в координатах $M = f(\omega_*)$.



Рис. 4.32. Механические характеристики асинхронного двигателя типа 4A112MB6V3 при частотном регулировании скорости в соответствии с законом регулирования $U_{1j} / \sqrt{f_{1j}} = \text{const} \, d$ ля различных частот f_{1j} и коэффициентов положительной обратной связи по току $k_{\rm KM}$

Анализ характеристик, приведенных на рис. 4.32, показывает значительное увеличение критического момента асинхронного двигателя, особенно на низких скоростях вращения, и увеличение их жесткости.

Электромеханические характеристики $I_2 = f(\omega)$ для данного закона регулирования скорости могут быть рассчитаны в соответствии с уравнением (4.23)

$$\dot{H_{2}} = \frac{U_{1j}}{\pm \sqrt{\left(R_{13KB} + \frac{R_{2}}{s}\right)^{2} + X_{KH}^{2} \cdot f_{1*}^{2} + \left(\frac{R_{13KB} \cdot R_{2}}{s \cdot X_{\mu H} \cdot f_{1*}}\right)^{2}}}$$

Пересчет скольжения s на скорость ω произведем в соответствии с выражением $\omega = \omega_0 (1 - s)$.

При подстановке численных значений параметров для частоты $f_{1\rm H} = 50\Gamma$ ц выражение электромеханической характеристики запишется следующим образом:

$$I'_{2} = \frac{200}{\pm \sqrt{\left(R_{13KB} + \frac{1,393}{s}\right)^{2} + 5,352^{2} \cdot 1 + \left(\frac{R_{13KB} \cdot 1,393}{s \cdot 54,323 \cdot 1}\right)^{2}}}.$$

Электромеханические характеристики, рассчитанные по (4.23) в математической системе MathCAD, приведены на рис. 4.33.



Рис. 4.33. Электромеханические характеристики асинхронного двигателя типа 4А112МВ6У3 при частотном регулировании скорости в соответствии с законом регулирования скорости $U_{1j} / \sqrt{f_{1j}}$ = const и IR -компенсацией для различных частот f_{1i} и коэффициентов положительной обратной связи по току $k_{\rm KM}$

Расчет электромеханических характеристик $I_1 = f(\omega_*)$ произведем по уравнению (4.24)

ире
$$I_{1} = \sqrt{I_{0}^{2} + I_{2}^{'2} + 2 \cdot I_{0} \cdot I_{2}^{'} \cdot \sin \varphi_{2}},$$

sin $\varphi_{2} = \frac{x_{\text{кн}} \cdot f_{1*}}{\sqrt{(R_{13\text{кB}} + \frac{R_{2}^{'}}{s})^{2} + x_{\text{кн}}^{2} f_{1*}^{2}}}.$

Г

Пересчет скольжения *s* на угловую скорость ω для каждой из характеристик проведем в соответствии с выражением $\omega = \omega_0(1-s)$. Так как с изменением частоты f_{1j} и напряжения статора U_{1j} ток холостого хода I_0 изменяется, то его значение для каждой из частот будем определять по выражению (4.26)

$$I_0 = \frac{U_{1j}}{\sqrt{R_{13KB}^2 + (X_{1\sigma H} \cdot f_{1*} + X_{mH} \cdot f_{1*})^2}}$$

Электромеханические характеристики $I_1 = f(\omega_*)$, рассчитанные по (4.24) в математической системе MathCAD, приведены на рис. 4.34.



Рис. 4.34. Электромеханические характеристики $I_1 = f(\omega_*)$ асинхронного двигателя типа 4A112MB6V3 при частотном регулировании скорости в соответствии с законом регулирования скорости $U_{1j}/\sqrt{f_{1j}}$ и IR -компенсацией для различных частот f_{1j} и коэффициентов положительной обратной связи по току $k_{\rm KM}$

Как следует из анализа статических характеристик рис. 4.32-4.34, одновременно с ростом критического момента и жесткости механических характеристик возрастают и токи статора I_1 асинхронного двигателя, в том числе и пусковые токи. Поэтому в рассматриваемом электроприводе необходимы специальные меры, исключающие длительное время его работы с повышенными нагрузками, а пуск двигателя необходимо производить, используя задатчик интенсивности. Пуск асинхронного двигателя с задатчиком интенсивности при правильно выбранном темпе разгона значительно уменьшает броски тока в переходных режимах и режимах регулирования скорости.

Пример 4.4. Для короткозамкнутого асинхронного двигателя типа 4А112МВ6У3, работающего в системе автономный инвертор напряжения–асинхронный двигатель с положительной обратной связью по току, рассчитать и построить графики переходных процессов скорости и момента. Регулирование скорости электропривода осуществляется в соответствии с законом управления $U_{1j}/\sqrt{f_{1j}} = \text{const}$. Коэффициенты положительной обратной связи по току $k_{\text{км2*}} = 0,2$ и $k_{\text{км3*}} = 0,7$. Несущая частота инвертора напряжения $f_{\text{нч}} = 10000 \,\Gamma$ ц. Момент сопротивления на валу электродвигателя реактивный $M_{\text{c*}} = 0,2$ о. е.

Основные параметры асинхронного двигателя и его схемы замещения приведены в примере 1.2.

Функциональная схема электропривода с векторным управлением и IR-компенсацией представлена на рис. 4.28.

Решение. Наиболее просто имитационная модель асинхронного электропривода может быть составлена во вращающейся системе координат. В этом случае и система управления электроприводом и асинхронный двигатель описываются одной системой уравнений, а задающие воздействия могут быть представлены аналоговыми сигналами.

Схема имитационной модели электропривода автономный инвертор напряжения-асинхронный двигатель с положительной обратной связью по току, составленная в программной среде WINDORA, приведена на рис. 4.35.

Проведем предварительные расчеты и определим необходимые параметры электропривода согласно условиям задачи. Так как параметры имитационной модели асинхронного двигателя рассчитаны в относительных единицах, то и параметры задающих устройств также должны быть определены в относительных единицах.

При пуске частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами напряжения, выполненных по разомкнутым структурным схемам, с целью минимизации колебательности момента в качестве одного из возможных методов рекомендуется [9] первоначально включить двигатель на минимальную частоту $f_{\min*}$ преобразователя согласно его стандартной настройке (рис. 4.31). Затем, по окончании переходного процесса, когда потокосцепления достигнут установившихся значений, производить дальнейший разгон электропривода.

• Предварительные исследования показали, что если несущая частота ШИМ составляет несколько килогерц, то автономный инвертор напряжения может быть представлен апериодическим звеном.

• График аппроксимации зависимости напряжения U_{1j} от частоты f_{1j} при законе регулирования $U_{1j}/\sqrt{f_{1j}} = \text{const}$ в относительных единицах приведен на рис. 4.36. В схеме имитационной модели (рис. 4.35) он воспроизводится нелинейным звеном 22.



Рис. 4.35. Схема имитационной модели разомкнутого электропривода автономный инвертор напряжения—асинхронный двигатель с положительной обратной связью по току

• Пуск двигателя осуществляется на минимальную частоту $f_{1\min} = 1,3$ Гц скачком, что в относительных значениях составляет

$$f_{1\min*} = \frac{f_{1\min}}{f_{1\max}} = \frac{1,3}{50} = 0,026$$
 o. e.

и соответствует минимальному сигналу задания (рис. 4.31)

$$U_{3ad.min*} = \frac{U_{1min}}{U_{1H}} = \frac{11}{220} = 0,05$$
 o. e.

В схеме имитационной модели минимальный сигнал задания формируется блоком 4.

Сигнал задания на рабочую скорость электропривода в относительных единицах формируется в блоке 1 схемы имитационной модели. Этот сигнал может быть скачкообразный, линейно или нелинейно возрастающий (рис. 3.10).

Максимальный сигнал задания рабочей скорости блоком 1

$$f_{\max} = 1 - f_{\min} = 1 - 0,026 = 0,974$$
 o. e.

С целью упрощения набора и лучшей наглядности повторяющиеся части имитационной модели объединены в суперблоки. Суперблоки 12 и 14 моделируют ротор двигателя. Имитационная модель суперблоков 12 и 14 приведена на рис. 4.37.



Рис. 4.36. Зависимость напряжения U_{1j} от частоты f_{1j} при законе регулирования $U_{1j}/\sqrt{f_{1j}}$ = const в относительных единицах

Суперблоки 10 и 11 моделируют статорную цепь двигателя с инвертором напряжения в виде апериодического звена и контуром положительной обратной связи по току статора асинхронного двигателя. Имитационная модель суперблоков 10 и 11 в развернутом виде представлена на рис. 4.37.

Инвертор напряжения на схеме имитационной модели суперблока (рис. 4.37) представлен апериодическим звеном 12. Его передаточная функция

$$W_{\rm auh}(p) = \frac{k_{\rm uh*}}{1 + T_{\rm uh*} \cdot p},$$

где $k_{\text{ин}*} = \frac{f_{1\max}}{A_{\Sigma}}$ – коэффициент передачи инвертора; $f_{1\max} = 1$ – максимальная выходная частота автономного инвертора напряжения в относительных единицах; $f_{\Sigma} = f_{\max} + f_{\min}$ – максимальный сигнал задания на входе инвертора напряжения в относительных единицах; $T_{\text{ин}*} = \frac{1}{f_{\text{нч}*}}$ – постоянная времени запаздывания автономного инвертора напряжения в относительных единицах; $f_{\text{нч}*}$ – несущая частота автономного инвертора напряжения в относительных единицах.



Рис. 4.37. Модуль суперблоков 10 и 11 имитационной модели статорной цепи системы автономный инвертор напряжения–асинхронный двигатель с положительной обратной связью по току

 Несущая частота автономного инвертора напряжения в относительных единицах может быть найдена по формуле

$$f_{\rm H^{\Psi}*} = \frac{f_{\rm H^{\Psi}}}{\omega_6} = \frac{10000}{314,15} = 31,83 \,\text{o. e.},$$

где $\omega_6 = 314,15$ – номинальное значение угловой частоты напряжения питающей сети.

• Постоянная времени запаздывания автономного инвертора напряжения в относительных единицах

$$T_{\text{ин*}} = \frac{1}{f_{\text{HY*}}} = \frac{1}{31,83} = 0,031415 \text{ o. e.}$$

Положительная обратная связь по току представлена апериодическим звеном 14 (рис. 4.37):

$$W_{\rm dt}(p) = \frac{k_{\rm KM*}}{1 + T_{\rm KM*} \cdot p}$$

где $k_{\rm KM*}$ – коэффициент положительной обратной связи по току;

 $T_{\rm KM*}$ – постоянная времени задержки контура тока в относительных единицах.

• По условиям задачи коэффициент компенсации момента $k_{\text{KM2}*} = 0,2$ и $k_{\text{KM3}*} = 0,7$.

Время, достаточное для определения мгновенного значения тока статора асинхронного двигателя в электроприводах с современными контроллерами, составляет $T_{\rm KM} = 0,001$ с. Тогда постоянная времени задержки контура тока в относительных единицах

$$T_{\rm KM*} = T_{\rm KM} \cdot \omega_{\rm f} = 0,001 \cdot 314,15 = 0,31415$$
 o. e.

Графики переходных процессов скорости и момента при пуске электропривода на частоту $f_{1 \max}$ с коэффициентом $k_{\text{км2}*} = 0,2$ приведены на рис. 4.38, а с коэффициентом $k_{\text{км3}*} = 0,7$ – на рис. 4.39.



Рис. 4.38. Переходные процессы пуска асинхронного двигателя на частоту $f_{1\max*} = 1,0$ в электроприводе автономный инвертор напряжения— асинхронный двигатель с положительной обратной связью по току. $k_{\rm KM2*} = 0,2$, $T_{\rm KM*} = 0,31415$



Рис. 4.39. Переходные процессы пуска асинхронного двигателя на частоту $f_{1\max*} = 1,0$ в электроприводе автономный инвертор напряжения— асинхронный двигатель с положительной обратной связью по току. $k_{\text{KM3*}} = 0,7$, $T_{\text{KM*}} = 0,31415$

Анализ переходных процессов скорости и момента рис. 4.38 и 4.39 показывает, что увеличение коэффициента положительной обратной связи по току с $k_{\rm KM2*} = 0,2$ до $k_{\rm KM3*} = 0,7$ привело к увеличению колебательности электромагнитного момента электродвигателя как на начальном, так и на конечном участках переходного процесса пуска двигателя. Увеличение колебательности переходных процессов электропривода при увеличении коэффициента положительной обратной связи не противоречит основным положениям теории автоматического управления. Поэтому при окончательной настройке электропривода постоянную времени $T_{\rm KM}$ необходимо увеличить, как и рекомендуют методики настройки электроприводов *автономный инвертор напряжения–асинхронный двигатель с положительной обратной связью по току*. Стандартная постоянная времени $T_{\rm KM}$ контура тока, устанавливаемая в заводской настройке фирм ABB, HITACHI, Siemens, DANFOSS, Becnep, составляет 0,02 с.

В этом случае постоянная времени задержки контура тока в относительных единицах составит

$$T_{\rm KM*} = T_{\rm KM} \cdot \omega_{\rm f} = 0.02 \cdot 314.15 = 6.283$$
 o. e.

Графики переходных процессов скорости и момента при пуске электропривода на частоту $f_{1\max*}$ с коэффициентом $k_{\text{км3*}} = 0,7$ и постоянной времени $T_{\text{км*}} = 6,283$ приведены на рис. 4.40.



Рис. 4.40. Переходные процессы пуска асинхронного двигателя на частоту $f_{1\max*} = 1,0$ в электроприводе автономный инвертор напряжения–асинхронный двигатель с положительной обратной связью по току. $k_{\rm KM3*} = 0,7$, $T_{\rm KM*} = 6,28$

Как следует из анализа рис. 4.40, увеличение постоянной времени привело к значительному улучшению качества переходных процессов.

4.6.3. Частотное управление асинхронным электроприводом с положительной обратной связью по току в каналах регулирования напряжения и частоты

Сигналом тока можно воздействовать как на канал напряжения, так и на канал частоты. Функциональная схема электропривода с положительными обратными связями в канале регулирования напряжения и частоты приведена на рис. 4.41. При одновременном воздействии на канал частоты (компенсация скольжения) и компенсации момента поддержание скорости на требуемом уровне можно обеспечить при меньших значениях напряжения U_{1i} .

Система электропривода работает следующим образом. Асинхронный двигатель работал на характеристике 1 (рис. 4.42) с моментом на валу двигателя, равным M_1 . Если момент на валу двигателя увеличится и станет равным M_2 , то возрастет и ток каждой фазы статора двигателя i_A , i_B , i_C и сигнал I формирователя тока статора (ФТС). Увеличится как корректирующее напряжение положительной обратной связи $U_{\text{кор}}$, вычисляемое по выходному току I звеном с передаточной функцией

$$W(p) = k_{\rm KM} / (1 + T_{\rm KM} \cdot p),$$
 (4.31)

где $k_{\rm KM}$ – коэффициент компенсации момента (коэффициент положительной обратной связи по току в канале регулирования напряжения);

 $T_{\rm KM}$ – постоянная времени задержки компенсации момента; сигнал положительной обратной связи по частоте $f_{\rm oc}$, вычисляемый звеном с передаточной функцией

$$W(p) = k_{\rm KC} / (1 + T_{\rm KC} p),$$
 (4.32)

где $k_{\rm kc}$ – коэффициент компенсации скольжения (коэффициент положительной обратной связи по току в канале регулирования частоты);

 $T_{\rm \kappa c}$ – постоянная времени задержки компенсации скольжения.

С ростом сигнала положительной обратной связи возрастает, как сигнал управления U_y канала напряжения, что приводит в конечном итоге к росту фазного напряжения U_{1j} асинхронного двигателя, так и сигнал управления f_y канала частоты, что приводит к росту частоты f_{1j} . Характеристика 2 соответствует возросшему фазному напряжению U_{1j} и увеличенной частоте f_{1j} обмоток статора асинхронного двигателя.



Рис. 4.41. Функциональная схема частотного управления асинхронным электроприводом с компенсацией момента и скольжения

В результате действия корректирующих положительных обратных связей электропривод формирует механическую характеристику замкнутой системы – 3.



Рис. 4.42. Механические характеристики электропривода (кривые 1, 2) и результирующая характеристика – 3 при наличии компенсации момента и скольжения

Анализ характеристик, приведенных на рис. 4.42, показывает, что в случае дополнительного воздействия на канал частоты можно обеспечить поддержание скорости на требуемом уровне при малых значении фазного напряжения U_{1j} . В результате удается снизить магнитный поток двигателя, а при правильной настройке параметров обратных связей – снизить и температурный режим работы двигателя. Установлено [9], что структуры с компенсацией частоты оказываются чувствительными к изменению параметров настроек, а с сильной положительной обратной связью могут оказаться неустойчивыми. В рассматриваемой системе компенсация момента необходима только в зоне низких значений частот. Поэтому с ростом задающей частоты $f_{_{3ад.}}$ (или, что то же самое, задающего напряжения U_3 при дистанционном управлении) коэффициент $k_{_{\rm KM}}$ можно уменьшить вплоть до нуля, меняя его, например, в функции $f_{_{3ад.}}$.

4.6.4. Система преобразователь частоты–асинхронный двигатель с отрицательной обратной связью по скорости

Функциональная схема системы преобразователь частотыасинхронный двигатель с отрицательной обратной связью по скорости приведена на рис. 4.43.

В системе регулирования (рис. 4.43) питание асинхронного двигателя осуществляется от двухзвенного преобразователя частоты с автономным инвертором напряжения. Управляющими воздействиями на асинхронный двигатель являются частота и напряжение на статоре. Существенным достоинством автономного инвертора напряжения является независимость выходного напряжения от частоты и от момента нагрузки. Это упрощает формирование необходимого закона частотного регулирования, особенно если напряжение регулируется только в функции частоты. Характер нагрузки (или закона регулирования частоты от напряжения) учитывается звеном *преобразователь частоты*—*напряжение* (ПЧН). Особенности звеньев ПЧН электроприводов с микропроцессорным управлением позволяют учесть характер нагрузки в большом диапазоне регулирования скорости.



Рис. 4.43. Система преобразователь частоты асинхронный двигатель с отрицательной обратной связью по скорости

Сигнал задания на скорость ω₃ воздействует на электропривод через задатчик интенсивности ЗИ.

Система регулирования относится к классу систем с *полузамкнутым управлением*. Метод полузамкнутого управления реализуется эле-
ментом FU, формирующим сигнал задания частоты $f_{\rm вых}$ двухзвенного преобразователя частоты с инвертором напряжения. Этот сигнал складывается из сигнала задания частоты f_3 и корректирующего сигнала $f_{\rm кор}$, являющегося выходным сигналом регулятора скорости.

В быстрых процессах действует сигнал управления заданной частоты f_3 , что соответствует разомкнутому управлению. В медленных процессах действует обратная связь $f_{\rm oc}$ по измеренной угловой скорости асинхронного двигателя, что соответствует замкнутому управлению.

Сигнал корректирующей частоты определяется по выражению

$$f_{\rm kop} = k_{\rm pc} (f_3 - f_{\rm oc}),$$
 (4.33)

где $k_{\rm pc}$ – коэффициент усиления регулятора скорости.

Механические характеристики, поясняющие работу электропривода, приведены на рис. 4.44. Предположим, что двигатель работал на характеристике с сигналом задания частоты инвертора $f_{\rm Bbix1}$ с моментом $M_{\rm c1}$, что соответствует скорости ω_1 электропривода. Предположим, что нагрузка на валу двигателя возросла и стала равной $M_{\rm c2}$.



Рис. 4.44. Механические характеристики асинхронного электропривода

Так как момент двигателя M стал меньше момента сопротивления M_c на его валу, то в соответствии с уравнением движения скорость электропривода начинает падать. Это приводит к тому, что сигнал отрицательной обратной связи по скорости $f_{oc}(\omega)$ уменьшается. В этом случае сигнал корректирующей частоты f_{kop} увеличивается и, следовательно, возрастает сигнал задания частоты инвертора $f_{Bbix} = f_3 + f_{kop}$. Электропривод переходит на механическую характеристику, соответствующую новому сигналу задания частоты инвертора f_{Bbix2} (характеристика 2). Новая точка установившейся работы электропривода соответ-

ствует скорости ω_2 . Результирующая характеристика замкнутой системы электропривода – 3 более жесткая, а ее жесткость определяется общим коэффициентом усиления контура регулирования скорости.

Математический анализ и синтез параметров регулятора скорости в рассматриваемом электроприводе можно произвести, если упростить структурную схему асинхронного двигателя, управляемого по цепи обмоток статора изменением частоты.

4.6.5. Структурная схема асинхронного двигателя при управлении по цепи обмотки статора изменением частоты

Структурную схему асинхронного двигателя при его управлении изменением частоты напряжений обмоток статора найдем из условия, что двигатель в режиме стабилизации скорости работает на участке механической характеристики с малыми скольжениями от 0 до $s_{\rm K}$, при постоянном потоке статора, и переходные режимы связаны, прежде всего, с изменением нагрузки на его валу.

Формулу Клосса (2.10) для этого случая можно упростить, поскольку при малых скольжениях членом $\frac{s}{s_{\rm K}}$ в знаменателе можно пренебречь. В этом случае уравнение механической характеристики асинхронного двигателя преобразуется к виду

$$M = \frac{2 \cdot M_{\rm K} \cdot s}{s_{\rm K}}.$$
(4.34)

Подставив в (4.34) выражение скольжения $s = (\omega_0 - \omega)/\omega_0$, получим

$$M = \frac{2 \cdot M_{\kappa} \cdot (\omega_0 - \omega)}{s_{\kappa} \cdot \omega_0}.$$
(4.35)

Аппроксимируя механическую характеристику в пределах изменения скольжения от 0 до s_{κ} прямой линией, получим

$$M = 2 \cdot k_{\beta} \cdot (\omega_0 - \omega), \qquad (4.36)$$

где $|k_{\beta}| = \frac{M_{\kappa}}{s_{\kappa} \cdot \omega_0}$ – модуль жесткости линеаризованной части механиче-

ской характеристики асинхронного двигателя.

При малых скольжениях ток ротора можно приближенно считать активным, поэтому момент асинхронного двигателя при этих скольжениях пропорционален току. При увеличении нагрузки на валу двигателя возрастает ЭДС и ток ротора. Однако из-за значительной индуктивности обмоток двигателя нарастание тока протекает во времени примерно по экспоненциальному закону с постоянной времени

$$T_{\mathfrak{H}} = \frac{L_1 + L_2'}{R_1 + R_2'}, \tag{4.37}$$

где $L_1 + L_2' = \frac{X_{\rm K}}{2 \cdot \pi \cdot f_{1\rm H}}$ – индуктивность короткого замыкания.

В этом случае электромагнитная часть двигателя описывается апериодическим звеном:

$$M(T_{9} \cdot p + 1) = M_{\rm ycr},$$
 (4.38)

 $M_{\rm yct}$ – установившийся момент асинхронного двигателя.

Подставив (4.36) в (4.38) и решив полученное уравнение относительно электромагнитного момента *M*, получим

$$M = \frac{2 \cdot k_{\beta} \cdot (\omega_0 - \omega)}{(T_2 \cdot p + 1)}.$$
(4.39)

Упрощенная структурная схема электромагнитной части асинхронного двигателя, построенная по (4.39), представлена на рис. 4.45.



Рис. 4.45. Упрощенная структурная схема электромагнитной части асинхронного двигателя

Механическая часть электропривода в операторной форме в случае представления ее в виде одномассовой системы описывается уравнением движения

$$M(p) - M_{c}(p) = J \cdot p \cdot \omega(p). \qquad (4.40)$$

В соответствии с уравнениями (4.39) и (4.40) можно составить упрощенную структурную схему асинхронного двигателя, работающего при постоянном потоке, созданном обмотками статора (рис. 4.46).



Рис. 4.46. Упрощенная структурная схема асинхронного двигателя при управлении изменением частоты напряжения статора

Из схемы рис. 4.46 следует, что при приложении нагрузки к валу двигателя его скорость будет уменьшаться в соответствии с передаточной функцией:

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{M_{\rm c}(p)} = \frac{1}{2 \cdot k_{\rm \beta}} \cdot \frac{T_{\rm g} \cdot p + 1}{T_{\rm M} \cdot T_{\rm g} \cdot p^2 + T_{\rm M} \cdot p + 1},$$
(4.41)

где $T_{\rm M} = \frac{J_{\Sigma}}{2 \cdot k_{\beta}}$ – электромеханическая постоянная времени.

Функциональная схема скалярного частотного управления скоростью асинхронного двигателя приведена на рис. 4.13. Поскольку асинхронный двигатель при частотном регулировании работает на линейной части механической характеристики, то приближенно оценить его динамические характеристики можно по упрощенной структурной схеме, приведенной на рис 4.47.



Рис. 4.47. Упрощенная структурная схема системы преобразователь частоты–асинхронный двигатель при частотном регулировании скорости

4.6.6. Синтез параметров регулятора скорости асинхронного электропривода при скалярном частотном регулировании скорости

Линеаризованная структурная схема электропривода *преобразователь частоты–асинхронный двигатель с отрицательной обратной связью по скорости*, соответствующая функциональной схеме рис. 4.43, приведена на рис. 4.48.

На рис. 4.48. приняты следующие обозначения:

*W*_{pc}(*p*) – передаточная функция регулятора скорости;

 $k_{\rm c}$ – коэффициент обратной связи по скорости, В · с/рад;

*k*_{пч}, *T*_{пч} – коэффициент передачи и постоянная времени преобразователя частоты;

 J_{Σ} – момент инерции электропривода.

Синтез параметров регулятора скорости произведем, применив общепринятые допущения, по структурной схеме, представленной на рис. 4.49.

Если контур скорости настроить на модульный оптимум, то передаточная функция разомкнутого контура скорости определяется выражением (3.26).



преобразователь частоты-асинхронный двигатель с отрицательной обратной связью по скорости Рис. 4.48. Структурная схема электропривода



преобразователь частоты-асинхронный двигатель с отрицательной обратной связью по скорости Рис. 4.49. Расчетная структурная схема электропривода

Передаточная функция разомкнутого контура скорости рассматриваемой системы (рис. 4.49) определяется следующим образом:

$$W_{\rm Kc}(p) = W_{\rm pc}(p) \cdot \frac{k_{\rm IIY}}{1 + T_{\rm IIY} \cdot p} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{z_p} \cdot \frac{2 \cdot k_{\rm \beta}}{1 + T_{\rm 3} \cdot p} \cdot \frac{1}{J_{\Sigma} \cdot p} \cdot \frac{k_{\rm c}}{1 + T_{\rm dc} \cdot p}.$$
 (4.42)

Для упрощения решения задачи синтеза параметров регулятора скорости понизим порядок передаточной функции контура скорости. Для чего найдем *суммарную малую постоянную времени* $T_m = T_{\Pi \Psi} + T_{\Im} + T_{ДC}$, тогда выражение (4.42) преобразуется к виду

$$W_{\rm Kc}(p) = W_{\rm pc}(p) \cdot \frac{k_{\rm III} \cdot 2 \cdot k_{\beta}}{1 + T_m \cdot p} \cdot \frac{1}{J_{\Sigma} \cdot p} \cdot k_{\rm c}.$$
(4.43)

Приравнивая правые части выражений (3.26) и (4.43) и решая полученное уравнение относительно передаточной функции регулятора скорости, получаем после преобразований

$$W_{\rm pc}(p) = \frac{J_{\Sigma} \cdot z_p}{4 \cdot a_{\mu c} \cdot T_m \cdot k_c \cdot k_{\Pi \Psi} \cdot \pi \cdot k_{\beta}} = k_{\rm pc}. \qquad (4.44)$$

Таким образом, при настройке контура скорости на модульный оптимум, регулятор скорости будет пропорционального типа с коэффициентом передачи $k_{\rm pc}$.

В тех случаях, когда электропривод с П-регулятором скорости не обеспечивает заданных показателей статической погрешности механических характеристик в принятом диапазоне регулирования скорости, контур скорости следует настраивать на симметричный оптимум.

Приравнивая правые части выражений (3.33) и (4.43) и решая полученное уравнение относительно передаточной функции регулятора скорости, получим

$$W_{\rm pc}(p) = k_{\rm pc} + \frac{1}{T_{\rm pc} \cdot p},$$
 (4.45)

где $k_{\rm pc} = \frac{2 \cdot J_{\Sigma}}{k_{\beta} \cdot a_{\rm cc} \cdot k_{\rm пч} \cdot k_{\rm M} \cdot k_{\rm c} \cdot T_m}$ – коэффициент усиления регулятора

скорости; $T_{\rm pc} = \frac{2 \cdot a_{\rm cc} \cdot k_{\rm пч} \cdot k_{\beta} \cdot k_{\rm c} \cdot T_m^2}{J_{\Sigma}}$ – постоянная времени интегриро-

вания регулятора скорости, с.

5. ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

5.1. Преобразование координат в системах векторного управления

Как уже отмечалось в разделе 2.10, структурная схема асинхронного двигателя (рис. 2.21) содержит в качестве входных и выходных величин проекции векторов напряжения статора $\overline{U_1}$, потокосцеплений $\overline{\psi_1}$, $\overline{\psi_2}$ и токов $\overline{i_1}$, $\overline{i_2}$ на оси вращающейся системы координат. Это позволяет исследовать во вращающейся системе координат системы управления асинхронными электроприводами так же, как системы электропривода постоянного тока, управляемого по цепи обмотки якоря, изменением напряжения, подавая на входы модели аналоговые сигналы.

Однако реальный асинхронный двигатель имеет на статоре, как правило, три обмотки, соединенные в звезду или треугольник, сдвинутые в пространстве на 120 градусов. Для создания вращающегося электромагнитного поля в зазоре, обмотки статора двигателя питаются тремя гармоническими напряжениями, сдвинутыми во времени на 120 эл. град. При питании асинхронного двигателя от преобразователя частоты эти три напряжения получаются на выходе преобразователя. Для управления преобразователем частоты требуются три взаимно сдвинутых на 120 эл. град. гармонических сигнала управления $U_{Y1A}, U_{Y1B}, U_{Y1C}$ (рис. 4.25).

В регулируемом электроприводе заданием на скорость асинхронного двигателя является аналоговый сигнал задающего напряжения U_3 , изменяющийся от 0 до 10 вольт. Следовательно, в регулируемом электроприводе в систему управления необходимо включить преобразователь, осуществляющий операцию преобразования аналогового сигнала в три гармонических сигнала с заданной частотой. Такую операцию осуществляет прямой координатный преобразователь (ПКП).

Три переменных напряжения, подключенные к обмоткам статора асинхронного двигателя, вызывают протекание по ним трех токов, сдвинутых во времени на 120 эл. град. Для преобразования гармонических сигналов токов и напряжений асинхронного двигателя в сигналы обратных связей также необходимы преобразователи. Операцию преобразования гармонических сигналов в аналоговые осуществляют обратные координатные преобразователи (ОКП).

В общем случае функциональная схема системы векторного управления асинхронным двигателем, включающая в себя прямой и обратный координатные преобразователи, представлена на рис. 5.1. Это позволяет строить систему управления асинхронным электродвигателем во вращающейся системе координат, где действуют аналоговые сигналы, сам же асинхронный двигатель, управляемый гармоническими сигналами, представляется (и работает) в неподвижной системе координат.



Рис. 5.1. Функциональная схема системы векторного управления асинхронным двигателем

На рис. 5.1 приняты следующие обозначения:

 U_3 – задающее напряжение;

Рег – регуляторы системы управления;

ПКП – прямой координатный преобразователь;

ОКП – обратный координатный преобразователь.

5.1.1. Прямой координатный преобразователь

Прямой координатный преобразователь (ПКП) осуществляет последовательные преобразования от вращающейся декартовой системы координат x, jy к неподвижной системе координат – с координатными осями a, jb, а затем к трехфазной – A, B, C системе координат.

Преобразование напряжений из вращающейся x, jy к неподвижной a, jb системе координат производится в соответствии с соотношениями (2.48):

$$U_a = U_x \cos\theta - U_y \sin\theta;$$

$$U_b = U_x \sin\theta + U_y \cos\theta.$$

Преобразование напряжений из неподвижной системы координат *a*, *jb* в трехфазную *A*, *B*, *C* производится в соответствии с уравнениями (2.43):

$$U_A = U_a; \ U_B = -\frac{1}{2}U_a + \frac{\sqrt{3}}{2}U_b; \ U_C = -\frac{1}{2}U_a - \frac{\sqrt{3}}{2}U_b;$$

Структурная схема последовательности преобразования напряжений прямым координатным преобразователем из вращающейся системы координат x, jy в неподвижную a, jb, а затем в трехфазную A, B, Cсистему координат приведена на рис. 5.2.



Рис. 5.2. Структурная схема последовательности преобразования прямым координатным преобразователем

Прямое координатное преобразование выполняется микропроцессором электропривода в реальном масштабе времени. Для прямого координатного преобразования необходимо определять мгновенные значения угла поворота θ между вращающимися x, jy и неподвижными a, jb осями систем координат, которые рассчитываются по выражению

$$\theta = \int_{0}^{t} \omega_{\rm K} dt ,$$

где $\omega_{\rm k}$ – скорость вращения координатной сетки вращающейся системы координат.

5.1.2. Обратный координатный преобразователь

Обратный координатный преобразователь (ОКП) осуществляет последовательные преобразования от трехфазной системы координат A, B, C к неподвижной декартовой системе координат a, jb, а затем к вращающейся системе координат – с координатными осями x, jy. Преобразование напряжений из трехфазной системы координат A, B, C в неподвижную правую декартовую систему координат a, jb производится в соответствии с выражениями (2.42):

$$U_a = \operatorname{Re} U = U_A;$$

$$U_b = \operatorname{Im} \overline{U} = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} U_B - \frac{\sqrt{3}}{2} U_C \right) = \frac{U_B - U_C}{\sqrt{3}}.$$

Графическая иллюстрация последовательности преобразования вектора \overline{U} в проекции напряжений неподвижной системы координат *a*, *jb*, а затем в составляющие напряжений вращающейся системы координат *x*, *jy* приведена на рис. 5.3.



Рис. 5.3. Графическая иллюстрация последовательности преобразования вектора \overline{U}

Последовательность преобразования напряжений из неподвижной системы координат a, jb к вращающейся системе координат x, jy производится в соответствии с соотношениями (2.47):

$$U_x = U_a \cdot \cos\theta + U_b \sin\theta;$$

$$U_y = -U_a \cdot \sin\theta + U_b \cos\theta,$$

где θ – угол между действительными осями вращающейся x, jy и неподвижной a, jb системами координат.

Структурная схема последовательности преобразования обратным координатным преобразователем переменных из трехфазной системы координат A, B, C в неподвижную систему координат a, jb, а затем во вращающуюся – x, jy приведена на рис. 5.4.



Рис. 5.4. Структурная схема последовательности преобразования обратным координатным преобразователем

Обратное координатное преобразование выполняется микропроцессором электропривода в реальном масштабе времени.

Если в уравнениях (2.42) и (2.47) заменить напряжения на токи, то обратный координатный преобразователь для токов двигателя будет иметь ту же структуру (рис. 5.4).

5.2. Основные принципы векторного управления асинхронным электроприводом

Системы регулирования скорости асинхронного двигателя, рассмотренные в главах 3 и 4, не обеспечивают постоянство потокосцепления статора и ротора ни в динамике, ни в статике. Это является основной причиной колебательности электромагнитного момента асинхронного двигателя при его пусках и регулировании скорости. Указанный недостаток устраняется в системах векторного управления.

Известно, что наилучшая управляемость в электроприводе может быть достигнута, если обеспечить управление его электромагнитным моментом. Электромагнитный момент асинхронного двигателя определяется выражениями (2.55)–(2.60). Таким образом, если управлять координатами переменных, входящими в эти выражения, то можно получить контролируемые значения его электромагнитного момента. Таких переменных в каждом уравнении четыре. Однако если использовать систему координат, постоянно ориентированную по направлению какого-либо вектора, определяющего электромагнитный момент асинхронного двигателя, то проекция этого вектора на другую ось декартовой системы координат будет равно нулю. Тогда второе слагаемое, входящее в выражение для определения электромагнитного момента асинхронного двигателя, также будет равно нулю.

Например, при ориентации вектора потокосцепления ротора ψ_2 по действительной оси вращающейся системы координат, проекция вектора ра на действительную ось *x* будет определяться уравнением $\psi_{2x} = \overline{|\psi_2|}$. Проекция этого же вектора $\overline{\psi_2}$ на мнимую ось *jy* будет равна нулю: $\psi_{2y} = 0$. В этом случае уравнения (2.59) и (2.60), записанные для вращающейся системы координат, определяющие электромагнитный момент асинхронного двигателя, значительно упрощаются:

$$M = \frac{3 \cdot z_p \cdot L_m}{2 \cdot L_2'} \left(\psi_{2x} \cdot i_{1y} - \psi_{2y} \cdot i_{1x} \right) = \frac{3 \cdot z_p \cdot L_m}{2 \cdot L_2'} \psi_{2x} \cdot i_{1y}; \quad (5.1)$$

$$M = \frac{3 \cdot z_p}{2} \left(\psi_{2y} \cdot i_{2x} - \psi_{2x} \cdot i_{2y} \right) = \frac{3 \cdot z_p}{2} \psi_{2x} \cdot i_{2y}.$$
(5.2)

Очевидно, что построение системы управления по уравнению (5.2) вызовет дополнительные трудности, так как ни ток ротора i_{2y} , ни потокосцепление ротора $\overline{\psi_2}$ у асинхронного короткозамкнутого двигателя непосредственно измерить нельзя. Построить систему управления асинхронным электроприводом в соответствии с уравнением (5.1) несколько проще, если косвенно определять его потокосцепление $\overline{\psi_2}$, а ток статора измерять с помощью датчиков токов фаз *A*, *B*, *C*, затем и его составляющую i_{1y} вычислять с помощью обратного координатного преобразователя.

В этом случае можно управлять электромагнитным моментом асинхронного двигателя, изменяя проекцию тока статора i_{1y} на мнимую ось *jy*. Если при этом действительную составляющую вектора потокосцепления ψ_{2x} поддерживать постоянной, то способ управления асинхронным двигателем становится аналогичным управлению двигателем постоянного тока изменением напряжения обмотки якоря.

Принципиально для построения системы векторного управления асинхронным двигателем может быть выбрано любое уравнение из (2.55)–(2.60). Однако выбор уравнения, определяющего электромагнитный момент асинхронного двигателя, играет решающую роль в отношении простоты реализации системы управления, так как многие величины короткозамкнутого асинхронного двигателя, входящие в них, не всегда могут быть измерены, а только вычислены.

5.3. Структурная схема асинхронного двигателя при векторном управлении

Структурная схема асинхронного двигателя при векторном управлении, составленная на основании уравнения (5.1), оказывается близкой к структуре двигателя постоянного тока независимого возбуждения. Если учесть уравнение движения электропривода

$$M(p) - M_{\rm c}(p) = J \cdot p \cdot \omega(p),$$

то структурная схема асинхронного двигателя при векторном управлении будет иметь вид, приведенный на рис. 5.5, *a*. На рис. 5.5, *б* приведена схема формирования момента в двигателе постоянного тока.



Рис. 5.5. Структурные схемы асинхронного двигателя при векторном управлении (а) и двигателя постоянного тока независимого возбуждения (б)

Анализ рис. 5.5 показывает, что составляющая тока статора асинхронного двигателя I_{1x} выполняет ту же функцию, что и ток возбуждения $I_{\rm B}$ в двигателе постоянного тока. Постоянная времени T_2 задерживает процесс нарастания потокосцепления ψ_2 также, как постоянная времени $T_{\rm B}$ – поток двигателя постоянного тока Ф. Коэффициент электромагнитного момента асинхронного двигателя $\frac{3}{2}z_p \frac{L_m}{L_2}$ аналогичен коэффициенту электромагнитного момента и ЭДС *с* двигателя постоян-

ного тока. Очевидно, аналогичны будут структурные схемы асинхронного

Очевидно, аналогичны оудут структурные схемы асинхронного двигателя при векторном управлении и двигателя постоянного тока независимого возбуждения для статических режимов их работы. Вариант структурной схемы для расчета статических режимов асинхронного двигателя при векторном управлении приведен на рис. 5.6, *a*, а двигателя постоянного тока независимого возбуждения на рис. 5.6, *б*.



Рис. 5.6. Структурные схемы статических режимов работы асинхронного двигателя при векторном управлении (а) и двигателя постоянного тока независимого возбуждения (б)

На рис. 5.6 приняты следующие обозначения:

*k*_{ин} – коэффициент передачи инвертора напряжения;

k_п – коэффициент передачи преобразователя переменного тока в постоянный;

 $R_{\rm d} = R_{\rm l} + R_{\rm 2}' + R_{\rm K}$ – суммарное активное сопротивление асинхронного двигателя, равное сумме активных сопротивлений обмотки статора $R_{\rm l}$, активному сопротивлению ротора $R_{\rm 2}'$, приведенному к обмотке статора, и активному сопротивлению кабеля $R_{\rm K}$, соединяющего инвертор напряжения и статор асинхронного двигателя.

Анализ рис. 5.6 показывает, что приведенные структурные схемы для статических режимов работы асинхронного двигателя при векторном управлении и двигателя постоянного тока независимого возбуждения практически идентичны.

5.4. Система векторного управления асинхронным электроприводом без датчика скорости

В тех случаях, когда по требованиям технологического процесса диапазон регулирования скорости асинхронного двигателя не должен превышать $D \le 1:100$, применяются бездатчиковые (иногда используется термин «малодатчиковые») системы асинхронных электроприводов с векторным управлением. В таких системах информация о текущих значениях и пространственных положениях векторов потокосцепления и значениях скорости вращения асинхронного двигателя определяется косвенно по мгновенным значениям токов и напряжений фаз двигателя на основе математической модели асинхронного двигателя.

Системы векторного управления асинхронным электроприводом с ориентацией по вектору потокосцепления ротора строятся на основе выражения (5.1), представленного во вращающейся системе координат.

Функциональная схема асинхронного электропривода с бездатчиковым векторным управлением и ориентацией по вектору потокосцепления ротора приведена на рис. 5.7.



Рис. 5.7. Функциональная схема асинхронного электропривода с бездатчиковым векторным управлением с ориентацией по вектору потокосцепления ротора

На рис. 5.7 приняты следующие обозначения физических величин: ψ_{23} – сигнал задания потокосцепления ротора;

ω₃ – сигнал задания скорости вращения электропривода;

 ψ_{2x} – сигнал, пропорциональный действительной составляющей потокосцепления ротора;

 ψ_{2y} – сигнал, пропорциональный мнимой составляющей потокосцепления ротора;

 I_{1x3} – сигнал задания действительной составляющей тока обмотки статора;

 I_{1y_3} – сигнал задания мнимой составляющей тока обмотки статора;

*I*_{1*x}</sub> – сигнал, пропорциональный действительной составляющей тока статора асинхронного двигателя во вращающейся системе координат;</sub>*

*I*_{1*y}</sub> – сигнал, пропорциональный мнимой составляющей тока статора асинхронного двигателя во вращающейся системе координат;</sub>*

 U_{1x3} – сигнал задания действительной составляющей напряжения обмоток статора асинхронного двигателя во вращающейся системе координат; U_{1y3} – сигнал задания мнимой составляющей напряжения обмоток статора асинхронного двигателя во вращающейся системе координат;

 U_{1x} – составляющая вектора напряжения обмотки статора, ориентированная вдоль оси *x* вращающейся системы координат;

 U_{1y} – составляющая вектора напряжения обмотки статора, ориентированная вдоль оси *у* вращающейся системы координат;

 I_A, I_B, I_C – токи фаз обмоток статора асинхронного двигателя;

 U_A , U_B , U_C – напряжения фаз обмоток статора асинхронного двигателя.

Схема содержит прямой (ПКП) и обратный (ОКП) координатные преобразователи. Преобразователи координат необходимы, так как построение системы управления электроприводом переменного тока возможно только во вращающейся системе координат, а токи и напряжения обмоток асинхронного двигателя – гармонические сигналы неподвижной трехфазной системы координат. Взаимный перевод из одной системы координат в другую выполняют координатные преобразователи.

Регулирование параметров электропривода осуществляется по принципу подчиненного регулирования. Система содержит два независимых контура регулирования:

• контур регулирования потокосцепления ротора ψ_{2x} с внутренним подчиненным контуром регулирования действительной составляющей тока статора асинхронного двигателя I_{1x} ;

• контур регулирования скорости двигателя ω с внутренним подчиненным контуром регулирования мнимой составляющей тока статора асинхронного двигателя I_{1v} .

Такое построение системы позволяет осуществлять независимую настройку контуров регулирования.

Регуляторами системы управления в соответствии с задающими сигналами скорости ω_3 и потокосцепления ψ_{23} и сигналами обратной связи формируются сигналы управления во вращающейся системе координат. В прямом координатном преобразователе управляющие сигналы переводятся в сигналы U'_{A} , U'_{B} , U'_{C} неподвижной системы координат, которые управляют инвертором.

В современных электроприводах переменного тока потокосцепление ротора ψ_{2x} вычисляется через уравнения динамической модели асинхронного двигателя с помощью *вычислителей потока* различного типа. Уравнение для расчета потокосцепления ротора ψ_{2x} может быть получено из решения системы уравнений, описывающих работу асинхронного двигателя в динамике во вращающейся системе координат *x*, *jy* при $\omega_{\rm kc} = \omega_1$:

$$\frac{d\psi_{1x}}{dt} = U_{1x} - \frac{R_1}{L_1 \cdot \sigma} \left(\psi_{1x} - \frac{L_m}{L_2} \psi_{2x} \right) + \omega_1 \cdot \psi_{1y};$$

$$\frac{d\psi_{1y}}{dt} = U_{1y} - \frac{R_1}{L_1 \cdot \sigma} \left(\psi_{1y} - \frac{L_m}{L_2} \psi_{2y} \right) - \omega_1 \cdot \psi_{1x};$$

$$\psi_{2x} = \frac{L_2'}{L_m} \psi_{1x} - \frac{\sigma \cdot L_1 \cdot L_2'}{L_m} I_{1x};$$

$$\psi_{2y} = \frac{L_2'}{L_m} \psi_{1y} - \frac{\sigma \cdot L_1 \cdot L_2'}{L_m} I_{1y};$$

$$\psi_2 = \sqrt{\psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2},$$
(5.3)

где ω_1 – скорость вращения поля статора; ψ_{1x} – составляющая вектора потокосцепления обмотки статора, ориентированная вдоль оси x вращающейся системы координат; ψ_{1y} – составляющая вектора потокосцепления обмотки статора, ориентированная вдоль оси y вращающейся системы координат; σ – коэффициент рассеяния; $L_1 = \frac{X_1}{2 \cdot \pi \cdot f_1}$ – индук-

тивность обмотки статора; $L_2' = \frac{X_2'}{2 \cdot \pi \cdot f_1}$ – индуктивность обмотки рото-

ра, приведенная к обмотке статора; $L_m = \frac{X_m}{2 \cdot \pi \cdot f_1}$ – индуктивность кон-

тура намагничивания.

В бездатчиковых асинхронных электроприводах с векторным управлением информация о скорости вращения электродвигателя рассчитывается вычислителем положения и скорости. Наличие скорости ω_1 в системе уравнений (5.3) позволяет определить скорость вращения двигателя ω через значения других переменных. При моделировании электроприводов с векторным управлением угол поворота ротора θ_2 можно определять как во вращающейся, так и в неподвижной системах координат. Однако в реальных электроприводах угол поворота ротора θ_2 необходимо вычислять только в неподвижной системе координат, так как последовательность преобразования координат обратным координатным преобразователем предполагает, что угол θ_2 известен (рис. 5.4).

Если предположить, что составляющие потокосцепления ротора ψ_{2a} и ψ_{2b} в неподвижной системе координат известны, то можно определить его угол поворота

$$\theta_2 = \operatorname{arctg}\left(\frac{\psi_{2b}}{\psi_{2a}}\right).$$
(5.4)

Зная угол поворота θ_2 , можно легко вычислить скорость вращения поля ротора двигателя, взяв производную от θ_2 :

$$\omega_2 = \frac{d\theta_2}{dt} = \frac{d\left(\operatorname{arctg}\left(\frac{\Psi_{2b}}{\Psi_{2a}}\right)\right)}{dt}.$$
(5.5)

Производная от arctga может быть найдено в виде [23]

$$\frac{d(\arctan\alpha)}{dt} = \frac{1}{1+\alpha} \cdot \frac{d\alpha}{dt}.$$
(5.6)

Если $\alpha = \frac{\Psi_{2b}}{\Psi_{2a}}$, то

$$\omega_{2} = \frac{\psi_{2a}^{2}}{\psi_{2b}^{2}} \cdot \left(\frac{\psi_{2a} \frac{d\psi_{2b}}{dt} - \psi_{2b} \frac{d\psi_{2a}}{dt}}{\psi_{2a}^{2}} \right).$$
(5.7)

Для регулирования скорости в большом диапазоне необходимо с большой точностью измерять мгновенные значения тока статора и напряжение статора. А для вычисления потокосцепления ψ_{2x} и скорости ω необходимо учитывать температурные изменения параметров схемы замещения асинхронного двигателя. Так, например, температурный коэффициент сопротивления меди $\alpha = 0,0039 \div 0,0041$. При нагреве двигателя от температуры окружающей среды 15 °C до рабочей температуры 75 °C активные сопротивления обмоток статора асинхронного двигателя

увеличиваются в 1,234 ÷ 1,246 раз. Во столько же раз уменьшается точность определения потокосцепления двигателя ψ_2 и его скорости ω . В наиболее совершенных электроприводах с векторным управлением рассчитывают нагрев и охлаждение электродвигателя при его работе. Процесс нагрева двигателя может быть описан уравнением:

$$\Delta P \cdot dt = A \cdot \tau \cdot dt + C \cdot d\tau, \qquad (5.8)$$

где ΔP – мощность потерь энергии в двигателе (количество теплоты, выделяемое в двигателе в единицу времени); A – суммарная теплоотдача двигателя (количество теплоты, отдаваемой двигателем в окружающую среду в единицу времени при разности температур в 1 °C); τ – превышение температуры двигателя над температурой окружающей среды; C – теплоемкость двигателя (количество теплоты, необходимое для повышения температуры двигателя на 1 °C).

Из (5.8) следует, что выделившаяся мощность потерь идет на нагрев двигателя и отдачу тепла в окружающую среду. При этом чем больше мощность потерь, тем быстрее происходит нагрев двигателя, из-за того, что двигатель не успевает отдавать тепло в окружающую среду. В разностной форме уравнение нагрева двигателя выглядит следующим образом:

$$\Delta \tau_k = \Delta \tau_{k-1} + \frac{\Delta t}{C} \left(\Delta P - A \cdot \Delta \tau_{k-1} \right), \tag{5.9}$$

где $\Delta \tau_k$ – превышение температуры в *k*-й момент времени; $\Delta \tau_k$ – превышение температуры в (*k* – 1)-й момент времени; Δt – шаг расчета.

Определенное по (5.9) превышение температуры используется для расчета активных сопротивлений двигателя при изменении температуры.

Бездатчиковые системы векторного управления асинхронным двигателем из-за нестабильности параметров схемы замещения двигателя уступают системам с прямым векторным управлением. В тех случаях, когда бездатчиковые системы векторного управления асинхронными двигателями не позволяют обеспечить требуемый диапазон регулирования скорости и качество переходных процессов, применяют системы векторного управления с датчиками скорости.

5.5. Система векторного управления асинхронным электроприводом с датчиком скорости

Для механизмов, требующих диапазон регулирования скорости $D \ge 1:1000$, применяются системы векторного управления асинхронным электроприводом с датчиком скорости. В настоящее время асинхронные электродвигатели со встроенными датчиками скорости не выпускаются, поэтому у потребителя возникают определенные трудности по установ-

ке датчиков непосредственно на вал двигателя. Функциональная схема системы электропривода с векторным управлением асинхронным электроприводом и датчиком скорости приведена на рис. 5.8.



Рис. 5.8. Функциональная схема системы электропривода с векторным управлением асинхронным электроприводом и датчиком скорости

В системе электропривода с векторным управлением (рис. 5.8) питание двигателя осуществляется от автономного инвертора напряжения со звеном постоянного тока. Регуляторы потока, скорости и тока выполнены во вращающейся системе координат, а система электропривода построена по принципу подчиненного регулирования. Вычислитель потока определяет текущее значение потокосцепления ψ_{2x} , решая систему уравнений (5.3).

В настоящее время в электроприводах переменного тока используются импульсные (частотные) датчики скорости, частота импульсов напряжения на выходе которых пропорциональна скорости вращения двигателя:

$$f_{\rm AC} = \frac{z_p \cdot \omega}{2 \cdot \pi},\tag{5.10}$$

где z_p – число меток импульсного датчика скорости.

При установке датчика скорости необходимо эксцентриситет и несоосность вала датчика и двигателя свести к минимуму.

Вычислитель скорости определяет скорость непосредственным счетом импульсов датчика скорости *BR* в соответствии с выражением (5.10) на высокой скорости вращения электропривода и по периоду на низкой скорости, заполняя период $T_{\rm dc} = 1/f_{\rm dc}$ импульсами высокой частоты.

Замкнутый контур регулирования потокосцепления ротора с регулятором потокосцепления РП и подчиненным ему регулятором тока РТ позволяет стабилизировать потокосцепление ротора ψ_{2x} на заданном уровне или изменять его по требуемому закону. Так как вектор потокосцепления ротора сориентирован по действительной оси x, то

$$\psi_{2x} = \psi_2 = \text{const}, \ \psi_{2y} = 0.$$

Момент асинхронного двигателя при векторном управлении с ориентацией по вектору потокосцепления ротора определяется в соответствии с (5.1) по уравнению

$$M = \frac{3 \cdot z_p \cdot L_m}{2 \cdot L_2} \psi_{2x} \cdot i_{1y}$$

Момент изменяется пропорционально току I_{1y} при постоянном потоке $\psi_{2x} = \psi_2$.

5.6. Структурная схема асинхронного электропривода с векторным управлением

Анализ рис. 5.7 и 5.8 показывает, что функциональная схема асинхронного электропривода с векторным управлением и ориентацией по вектору потокосцепления ротора – двухкоординатная, с двумя подчиненными контурами потокосцепления и скорости, с внутренними контурами тока. Структурная схема [24], соответствующая таким системам регулирования приведена на рис. 5.9.

На рис. 5.9 приняты следующие обозначения физических величин: $W_{pnc}(p)$ – передаточная функция регулятора потокосцепления; $W_{pc}(p)$ – передаточная функция регулятора скорости; $W_{pr}(p)$ – передаточная функция регулятора тока; k_{uH} – коэффициент передачи инвертора напряжения; T_{uH} – постоянная времени запаздывания инвертора напряжения; $R_{d} = R_{1} + R_{2}' + R_{k}$ – суммарное активное сопротивление асинхронного двигателя, равное сумме активных сопротивлений статора R_{1} , активному сопротивлению ротора R_{2}' , приведенному к обмотке статора и активному сопротивлению кабеля R_{k} , соединяющего инвертор напряжения и статор асинхронного двигателя (для погружных насосов длина кабеля может составлять несколько километров);





 $T_1 = \frac{\sigma \cdot L_3}{R_{\pi}}$ – электромагнитная постоянная времени цепи обмотки статора;

 $L_{3} = L_{1} + L_{\kappa}$ – суммарное индуктивное сопротивление цепи обмотки статора асинхронного двигателя, равное сумме индуктивных сопротивлений статора L_{1} и индуктивному сопротивлению кабеля L_{κ} , соединяющего инвертор напряжения и статор асинхронного двигателя;

 $T_2 = \frac{L_2}{R_2}$ – электромагнитная постоянная времени цепи обмотки ротора;

k_{пс} – коэффициент обратной связи по потокосцеплению;

*T*_{пс} – постоянная времени запаздывания в цепи обратной связи по пото-косцеплению;

 $k_{\rm c}$ – коэффициент обратной связи по скорости;

*T*_c – постоянная времени запаздывания в цепи обратной связи по скорости;

 $k_{\rm T}$ – коэффициент обратной связи по току;

*T*_{от} – постоянная времени запаздывания в цепи обратной связи по току.

Разомкнутый контур тока, настроенный на модульный оптимум, должен иметь следующую передаточную функцию:

$$W_{\rm MO}(p) = \frac{1}{a_{\mu \rm T} \cdot T_{\mu \rm T} \cdot p(T_{\mu \rm T} \cdot p + 1)},$$
 (5.11)

где $a_{\mu\tau} = 1 - 6$ – коэффициент настройки на модульный оптимум контура тока;

 $a_{\rm ut} = 2$ – стандартный коэффициент настройки.

Передаточная функция разомкнутого контура тока рассматриваемой системы (рис. 5.9) определяется следующим образом:

$$W_{\rm KT}(p) = W_{\rm pT}(p) \cdot \frac{k_{\rm uH}}{T_{\rm uH} \cdot p + 1} \cdot \frac{1/R_{\rm d}}{T_{\rm 1} \cdot p + 1} \cdot \frac{k_{\rm T}}{T_{\rm oT} \cdot p + 1}.$$
 (5.12)

С целью упрощения решения задачи синтеза параметров регулятора тока понизим порядок передаточной функции контура тока. Для чего найдем суммарную малую постоянную времени $T_{mT} = T_{uH} + T_{oT}$, тогда выражение (5.12) преобразуется к виду

$$W_{\rm KT}(p) = W_{\rm pT}(p) \cdot \frac{k_{\rm HH} \cdot k_{\rm T}}{T_{\rm mT} \cdot p + 1} \cdot \frac{1/R_{\rm A}}{T_{\rm 1} \cdot p + 1}.$$
 (5.13)

Приравнивая правые части выражений (5.11) и (5.13) и решая полученное уравнение относительно передаточной функции регулятора тока, получаем

$$W_{\rm pT}(p) = \frac{(T_{\rm mT} \cdot p + 1) \cdot (T_{\rm 1} \cdot p + 1)}{a_{\mu \rm T} \cdot T_{\mu \rm T} \cdot p \cdot (T_{\mu \rm T} \cdot p + 1) \cdot k_{\rm HH} \cdot k_{\rm T} \cdot 1/R_{\rm A}}.$$
 (5.14)

Если принять равными $T_{mT} = T_{\mu T}$, то регулятор тока будет иметь передаточную функцию

$$W_{\rm pT}(p) = \frac{T_1 \cdot p + 1}{a_{\mu \rm T} \cdot T_{m \rm T} \cdot p \cdot k_{\rm HH} \cdot k_{\rm T} \cdot 1/R_{\rm A}}.$$
(5.15)

Разделив числитель уравнения (5.15) на его знаменатель, получим

$$W_{\rm pT}(p) = k_{\rm pT} + \frac{1}{T_{\rm pT} \cdot p},$$
 (5.16)

где $k_{\rm pT} = \frac{T_1 \cdot R_{\rm A}}{a_{\mu \rm T} \cdot T_{m \rm T} \cdot k_{\mu \rm H} \cdot k_{\rm T}}$ – коэффициент передачи регулятора тока; $T_{\rm pT} = \frac{a_{\mu \rm T} \cdot T_{m \rm T} \cdot k_{\mu \rm H} \cdot k_{\rm T}}{R_{\rm A}}$ – постоянная времени регулятора тока.

Таким образом, при настройке контура тока на модульный оптимум, регулятор скорости будет пропорционально-интегрального типа с коэффициентом передачи $k_{\rm pt}$ и постоянной времени интегратора $T_{\rm pt}$.

Уравнения (5.15) можно преобразовать и к другому, наиболее распространенному виду, разделив и умножив его знаменатель на постоянную времени T_1 :

$$W_{\rm pT}(p) = \frac{T_1 \cdot p + 1}{a_{\mu \rm T} \cdot T_{m \rm T} \cdot k_{\rm HH} \cdot k_{\rm T} \cdot \frac{T_1}{T_1} \cdot 1/R_{\rm A} \cdot p}.$$
(5.17)

Или после преобразований

$$W_{\rm pr}(p) = k_{\rm pr} \frac{T_1 \cdot p + 1}{T_1 \cdot p},$$
 (5.18)

где $k_{\rm pt} = \frac{T_1 \cdot R_{\rm pt}}{a_{\rm \mu t} \cdot T_{m t} \cdot k_{\rm v H} \cdot k_{\rm t}}$ – коэффициент передачи регулятора тока;

 $T_1 = T_{\rm pt}$ – постоянная времени регулятора тока.

Уравнения (5.16) и (5.18) идентичны, однако (5.18) в большей степени отражает суть произведенного синтеза параметров регулятора тока. Из уравнения (5.18) следует, что в составе регулятора тока имеется форсирующее (дифференциальное) звено $W_{pT}(p) = T_1 \cdot p + 1$, которое компенсирует действие апериодического звена объекта управления $W_{pT}(p) = \frac{1}{T_1 \cdot p + 1}$ с электромагнитной постоянной времени цепи обмотки статора T_1 . Это и позволяет добиться максимального быстродействия контура регулирования.

Контур потокосцепления также настраивается на модульный оптимум. Внутренний контур тока может быть представлен звеном, имеющим передаточную функцию второго порядка, с малой некомпенсированной постоянной времени $T_{\rm ur}$:

$$W_{\rm KT}(p) = \frac{1/k_{\rm T}}{a_{\mu \rm T} \cdot T_{\mu \rm T}^2 \cdot p^2 + a_{\mu \rm T} \cdot T_{\mu \rm T} \cdot p + 1}.$$

Для упрощения решения задачи синтеза контура потокосцепления следует понизить порядок передаточной функции контура тока и считать, что контур тока имеет передаточную функцию

$$W_{\rm KT}(p) = \frac{1/k_{\rm T}}{a_{\mu\rm T} \cdot T_{\mu\rm T} \cdot p + 1} = \frac{1/k_{\rm T}}{T_{m\rm \Pi} \cdot p + 1},$$
(5.19)

где $T_{m\Pi} = a_{\mu T} \cdot T_{\mu T}$ – малая постоянная времени контура потокосцепления.

В этом случае передаточная функция разомкнутого контура потокосцепления рассматриваемой системы (рис. 5.9) определяется следующим образом:

$$W_{\rm KIIC}(p) = W_{\rm pIIC}(p) \cdot \frac{1/k_{\rm T}}{T_{m\Pi} \cdot p + 1} \cdot \frac{L_m}{T_2 \cdot p + 1} \cdot \frac{k_{\rm IIC}}{T_{\rm IIC} \cdot p + 1}.$$
 (5.20)

Для упрощения решения задачи синтеза параметров регулятора потокосцепления понизим порядок передаточной функции контура потокосцепления. Для чего найдем *суммарную малую постоянную времени* $T_{mпc} = T_{mп} + T_{nc}$, тогда выражение (5.12) преобразуется к виду

$$W_{\rm KIIC}(p) = W_{\rm pIIC}(p) \cdot \frac{L_m \cdot k_{\rm IIC}}{T_2 \cdot p + 1} \cdot \frac{1/k_{\rm T}}{T_{m\rm IIC} \cdot p + 1}.$$
(5.21)

Передаточная функция регулятора потокосцепления при настройке контура потокосцепления на модульный оптимум находится, если приравнять правые части выражений (5.21) и (5.11), записав последнее уравнение для контура потокосцепления

$$W_{\text{pnc}}(p) \cdot \frac{L_m \cdot k_{\text{nc}}}{T_2 \cdot p + 1} \cdot \frac{1/k_{\text{T}}}{T_{m\text{nc}} \cdot p + 1} = \frac{1}{a_{\mu\text{nc}} \cdot T_{\mu\text{nc}} \cdot p(T_{\mu\text{nc}} \cdot p + 1)}$$

Решая полученное уравнение относительно передаточной функции регулятора потокосцепления, получаем

$$W_{\text{pnc}}(p) = \frac{(T_{m\pi c} \cdot p + 1) \cdot (T_2 \cdot p + 1)}{a_{\mu\pi c} \cdot T_{\mu\pi c} \cdot p \cdot (T_{\mu\pi c} \cdot p + 1) \cdot L_m \cdot k_{\pi c} \cdot 1/k_{\pi}}.$$
 (5.22)

Если принять равными $T_{mnc} = T_{\mu nc}$, то регулятор потокосцепления будет иметь передаточную функцию

$$W_{\text{pnc}}(p) = \frac{T_2 \cdot p + 1}{a_{\mu \Pi \Pi} \cdot T_{m \Pi c} \cdot p \cdot k_{\Pi c} \cdot L_m \cdot 1/k_{\Pi}}.$$
(5.23)

Или после преобразований

$$W_{\text{pnc}}(p) = k_{\text{pnc}} \frac{T_2 \cdot p + 1}{T_2 \cdot p},$$
 (5.24)

где $k_{\rm pnc} = \frac{T_2}{a_{\mu n n} \cdot T_{m n c} \cdot k_{\rm nc} \cdot L_m \cdot 1/k_{\rm T}}$ – коэффициент усиления регулятора

потокосцепления;

*T*₂ – постоянная времени регулятора потокосцепления.

В тех случаях, когда электропривод должен обеспечивать высокую жесткость механических характеристик в большом диапазоне регулирования скорости, контур скорости следует настраивать на симметричный оптимум.

Разомкнутый контур скорости, настроенный на симметричный оптимум, должен иметь следующую передаточную функцию:

$$W(p)_{\rm co} = \frac{4 \cdot T_{\mu c} \cdot p + 1}{a_{\rm cc} \cdot T_{\mu c}^2 \cdot p^2 (T_{\mu c} p + 1)},$$
(5.25)

где $a_{cc} = 4 - 16$ – коэффициент настройки контура скорости на симметричный оптимум;

 $a_{\rm cc} = 8$ – стандартный коэффициент настройки.

Для упрощения решения задачи синтеза контура скорости следует понизить порядок передаточной функции контура тока и считать, что контур тока имеет передаточную функцию

$$W_{\rm KT}(p) = \frac{1/k_{\rm T}}{a_{\mu\rm T} \cdot T_{\mu\rm T} \cdot p + 1} = \frac{1/k_{\rm T}}{T_{m\rm c} \cdot p + 1},$$
(5.26)

где $T_{m\kappa c} = a_{\mu T} \cdot T_{\mu T}$ – малая постоянная времени контура скорости.

В этом случае передаточная функция разомкнутого контура скорости рассматриваемой системы (рис. 5.9) определяется следующим образом:

$$W_{\rm Kc}(p) = W_{\rm pc}(p) \cdot \frac{1/k_{\rm T}}{T_{m\rm Kc} \cdot p + 1} \cdot \frac{k_{\rm M}}{J_{\Sigma} \cdot p} \cdot \frac{k_{\rm c}}{T_{\rm c} \cdot p + 1}, \qquad (5.27)$$

где $k_{\rm M} = \frac{3 \cdot z_p \cdot X_m}{2 \cdot X_2'} -$ коэффициент момента.

Понизим порядок передаточной функции контура скорости. Для чего найдем суммарную малую постоянную времени $T_{mc} = T_{mkc} + T_c$, тогда выражение (5.27) преобразуется к виду

$$W_{\rm KC}(p) = W_{\rm pc}(p) \cdot \frac{k_{\rm M} \cdot 1/k_{\rm T}}{T_{\rm mc} \cdot p + 1} \cdot \frac{1}{J_{\Sigma} \cdot p} \cdot k_{\rm c}.$$
(5.28)

Приравнивая правые части выражений (5.28) и (5.25) и решая полученное уравнение относительно передаточной функции регулятора скорости, получим

$$W_{\rm pc}(p) = k_{\rm pc} + \frac{1}{T_{\rm pc} \cdot p} = k_{\rm pc} \frac{T_{\rm pc} \cdot p + 1}{T_{\rm pc} \cdot p} =,$$
 (5.29)

где $k_{\rm pc} = \frac{4 \cdot k_{\rm T} \cdot J_{\Sigma}}{a_{\rm cc} \cdot k_{\rm M} \cdot k_{\rm c} \cdot T_{mc}}$ – коэффициент усиления регулятора скорости; $T_{\rm pc} = \frac{a_{\rm cc} \cdot k_{\rm M} \cdot k_{\rm c} \cdot T_{mc}^2}{k_{\rm T} \cdot J_{\Sigma}}$ – постоянная времени интегрирования регулятора

скорости, с.

Графики переходных процессов скорости, момента и потокосцепления при пуске асинхронного электропривода с векторным управлением приведены на рис. 5.10.



Рис. 5.10. Графики переходных проиессов при пуске асинхронного электропривода с векторным управлением

Как следует из анализа графиков, пуск асинхронного электропривода происходит при постоянном потокосцеплении ротора. Кривые изменения скорости и момента аналогичны соответствующим характеристикам в двухконтурных электроприводах постоянного тока с подчиненным регулированием.

5.7. Регулирование скорости асинхронного двигателя с частотно-токовым векторным управлением

Асинхронные электроприводы с диапазоном регулирования скорости до $D=1\div100$ и высокими требованиями к динамике могут быть выполненными с частотно-токовым управлением. В таких системах преобразователь частоты работает в режиме источника тока. Это достигается применением или непосредственно преобразователей частоты, работающих в режиме источника тока, или преобразователей частоты, работающих в режиме источника напряжения, охваченных отрицательной обратной связью по току.

Система регулирования осуществляет задание частоты и величины тока статора в соответствии с заданной скоростью и нагрузкой на валу двигателя. Напряжение на обмотках статора при питании от источника тока является неконтролируемым параметром.

Наиболее просто частотно-токовое управление реализуется при постоянстве вектора потокосцепления ротора $\overline{\psi_2}$ = const [9].

Пояснить основные положения векторного частотно-токового управления можно на основании схемы замещения асинхронного двигателя (рис. 2.2), представив ее в следующем виде [20]:



Рис. 5.11. Схема замещения асинхронного двигателя при частотно-токовом управлении

На рис. 5.11 приняты следующие обозначения: β – абсолютное скольжение

$$\beta = s \cdot f_{1*} = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} \cdot \frac{\omega_0}{\omega_{01}} = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_{01}}; \qquad (5.30)$$

s – относительное скольжение;

 f_{1*} – относительная частота тока (напряжения) обмоток статора;

 ω_{01} – синхронная скорость при номинальной частоте тока обмоток статора.

Запишем уравнение баланса напряжений для цепи обмотки ротора по второму закону Кирхгофа:

$$\frac{R_2}{\beta}\overline{I_2} + j \cdot X_{2\sigma} \cdot \overline{I_2} + j \cdot X_m \cdot \overline{I_0} = 0.$$
(5.31)

Ток намагничивания

$$\overline{I_0} = \overline{I_1} + \overline{I'_2} . \tag{5.32}$$

Подставим (5.32) в (5.31), получим

$$\frac{R'_2}{\beta}\overline{I'_2} + j \cdot X'_{2\sigma} \cdot \overline{I'_2} + j \cdot X_m \cdot \overline{I_1} + j \cdot X_m \cdot \overline{I'_2} = 0.$$
(5.33)

Обозначим $X'_2 = X'_{2\sigma} + X_m$ – эквивалентное индуктивное сопротивление обмотки ротора, приведенное к обмотке статора, равное индуктивному сопротивлению рассеяния обмотки ротора $X'_{2\sigma}$ и индуктивному сопротивлению от главного поля X_m .

С учетом обозначений из (5.33) найдем ток

$$\overline{I'_2} = -\frac{j \cdot X_m \cdot I_1}{\frac{R'_2}{\beta} + j \cdot X'_2}.$$
(5.34)

Так как $\overline{I_1} = I_{1x} + j \cdot I_{1y}$, то из уравнения (5.34)

$$\overline{I'_{2}} = -\frac{j \cdot X_{m}}{\frac{R'_{2}}{\beta} + j \cdot X'_{2}} (I_{1x} + j \cdot I_{1y}).$$
(5.35)

Или

$$\overline{I'_{2}} = -\frac{j \cdot X_{m}}{\frac{R'_{2}}{\beta} + j \cdot X'_{2}} I_{1x} (1 + j \frac{I_{1y}}{I_{1x}}).$$
(5.36)

В цепях с синусоидальными токами и напряжениями дифференцирование векторов равносильно умножению их на $j \cdot \omega$. Следовательно, ЭДС

$$\overline{E_2} = -\frac{d\psi_2}{dt} = -j \cdot \omega \cdot \overline{\psi_2} .$$
(5.37)

Из схемы замещения асинхронного двигателя при частотнотоковом управлении (рис. 5.11) следует:

$$\overline{E'_2} = -j \cdot \omega \cdot \overline{\psi_2} = I'_2 \frac{R'_2}{\beta}.$$
(5.38)

Решим (5.38) относительно $\overline{I_2}$ и подставим в (5.36), получим

$$\omega \cdot \overline{\psi_2} = \frac{X_m}{1 + j \cdot \frac{X_2' \cdot \beta}{R_2'}} I_{1x} (1 + j \frac{i_{1y}}{i_{1x}}).$$
(5.39)

Если в (5.39) обеспечить выполнение условий

$$i_{1x} = \text{const};$$

$$\frac{i_{1y}}{i_{1x}} = \frac{X'_2 \cdot \beta}{R'_2},$$
(5.40)

то из (5.39) получим

$$\omega \cdot \overline{\psi_2} = X_m \cdot i_{1x} \tag{5.41}$$

ИЛИ

$$\overline{\psi_2} = \psi_{2x} = \frac{X_m}{\omega} \cdot i_{1x} = \text{const}.$$
(5.42)

Уравнение (5.42) показывает, что при выполнения условия (5.40) вектор потокосцепления $\overline{\psi_2}$ ориентируется вдоль действительной оси *x* вращающейся системы координат *x*, *jy*.

В этом случае момент асинхронного двигателя во вращающейся системе координат, определяемый выражением (2.59), преобразуется к виду

$$M = \frac{3 \cdot z_p \cdot X_m}{2 \cdot X_2'} \operatorname{Im}\left(\overline{\psi_2^*} * \overline{I_1}\right) = \frac{3 \cdot z_p \cdot X_m}{2 \cdot X_2'} \operatorname{Im}\left[\left(i_{1x} - j \cdot i_{1y}\right) \cdot \psi_{2x}\right].$$
(5.43)

Подставив в (5.43) выражение потокосцепления ψ_{2x} из (5.42) и выделив мнимую часть, получим

$$M = \frac{3 \cdot z_p \cdot X_m}{2 \cdot X_2'} i_{1y} \frac{X_m}{\omega} i_{1x}.$$
(5.44)

При $\frac{3 \cdot z_p \cdot X_m}{2 \cdot X_2} \frac{X_m}{\omega} i_{1x} = k_m = \text{const}$ момент асинхронного двигателя

будет пропорционален току i_{1y} :

$$M = k_m \cdot i_{1y}.$$

Таким образом, регулируя ток i_{1y} можно пропорционально изменять электромагнитный момент асинхронного двигателя, добиваясь наилучшей управляемости в электроприводе, при этом вектор $\overline{\psi_2}$ будет ориентирован вдоль действительной оси *x* вращающейся системы координат *x*, *jy*.

Управление в соответствии с (5.40) получило название векторного частотно-токового управления с косвенной ориентацией потокосцепления ротора (путем формирования соответствующего абсолютного скольжения β) [9].

Функциональная схема регулирования скорости асинхронного двигателя с частотно-токовым управлением и косвенной ориентацией по потокосцеплению ротора по действительной оси вращающейся системы координат приведена на рис. 5.12.

Решим (5.40) относительно β, получим

$$\beta = \frac{X_2}{R_2} \cdot \frac{i_{1y}}{i_{1x}}.$$
 (5.45)

В системе частотно-токового управления рис. 5.12 задаются током i_{1x3} и относительной скоростью v_3 .



Рис. 5.12. Функциональная схема регулирования скорости асинхронного двигателя с частотно-токовым управлением и косвенной ориентацией по потокосцеплению ротора

Абсолютное скольжение β определяется блоком задания скольжения БЗС через параметры двигателя $\frac{X'_2}{R'_2} \cdot \frac{1}{i_{1x}}$. Задание на частоту тока

инвертора формируют как сумму сигналов с датчика скорости v и найденного скольжения β на выходе блока БЗС:

$$\alpha = \nu + \beta \,. \tag{5.46}$$

Для построения такой системы необходима информация о скорости вращения вала двигателя v.

Сигнал выхода регулятора скорости РС является заданием тока i_{1y} , а следовательно, и момента двигателя M, ток i_{1x} – заданием потокосцепления ψ_{2x} .

Блок ПКП осуществляет последовательное преобразование токов i_{1x} и i_{1y} из вращающейся системы координат x, jy в неподвижную a, jb, а затем в трехфазную A, B, C систему координат – в задаваемые токи фаз $i_{1A3}, i_{1B3}, i_{1C3}$, которые отрабатываются регуляторами токов фаз.

Погрешности, в том числе и температурные, обусловленные неточностью определения параметров R_2' и X_2' схемы замещения асинхронного двигателя или ошибками в измерении скорости v могут приводить к колебательности или даже неустойчивости системы электропривода. Поэтому системы с векторным частотно-токовым управлением находят меньшее распространение по сравнению с системами векторного управления.

6. СИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

Синхронные двигатели находят все более широкое применение в промышленности, это объясняется их высокими технико-экономическими показателями:

- главным преимуществом синхронных двигателей перед остальными типами электрических машин является то, что они способны работать с соз φ = 1, а при перевозбуждении работать с опережающим соз φ. Способность синхронного двигателя работать компенсатором реактивной мощности имеет чрезвычайно высокое значение, потому что основные потребители электрической энергии представляют собой активно-индуктивную нагрузку;
- современные синхронные двигатели имеют высокий КПД, составляющий 96–98 %, что на 1–2 % выше КПД асинхронных двигателей той же мощности;
- синхронный двигатель обладает абсолютно жесткой механической характеристикой;
- перегрузочную способность синхронного двигателя можно регулировать током обмотки возбуждения, причем она в меньшей степени зависит от напряжения питающей сети по сравнению с асинхронными двигателями, у которых эта зависимость квадратичная;
- важным преимуществом конструкции синхронных двигателей является большой воздушный зазор, вследствие чего они легко охлаждаются внешним вентилятором;
- особенности конструкции синхронных двигателей позволяют изготавливать их на мощности в десятки мегаватт.

Синхронные машины наиболее перспективные электромеханические преобразователи энергии, их совершенствование в ближайшее время приведет к очередному скачку в развитии автоматизированного электропривода.

6.1. Схема включения, особенности конструкции синхронных двигателей

Схема включения обмоток синхронного двигателя приведена на рис. 6.1. Статор синхронного двигателя выполняется из шихтованной электротехнической стали с тремя обмотками, сдвинутыми на 120 градусов, аналогично статору асинхронного двигателя. К обмоткам статора подключается трехфазное синусоидальное напряжение сети или преобразователя переменного тока. Магнитодвижущая сила ротора синхронного двигателя создается либо с помощью постоянных магнитов (рис. 6.1, *a*), что присуще только маломощным двигателям специального назначения, либо с помощью обмотки возбуждения.

По конструктивному выполнению роторов с обмоткой возбуждения различают следующие типы синхронных двигателей:

• двигатели с неявно выраженными полюсами, так называемые турбодвигатели с массивными роторами и выфрезерованными в них пазами для укладки обмоток возбуждения (рис. 6.1, б);

• двигатели с явно выраженными полюсами и обмотками возбуждения, состоящими из катушек, насаженных на полюсы (рис. 6.1, *в*).



Рис. 6.1. Условное графическое обозначение синхронных трехфазных двигателей: а – возбуждение от постоянных магнитов; б – ротор с неявнополюсной (распределенной) обмоткой; в – ротор с явнополюсной (сосредоточенной) обмоткой

На роторе синхронного двигателя имеется дополнительная короткозамкнутая пусковая обмотка в виде беличьей клетки. На принципиальных схемах пусковая беличья клетка изображается сплошной окружностью.

Пусковая беличья клетка обеспечивает пусковую механическую характеристику синхронного двигателя (рис. 6.2) аналогичную механической характеристике асинхронного двигателя, собственно говоря, пуск синхронных двигателей – асинхронный.



Рис. 6.2. Пусковая механическая характеристика синхронного двигателя

После вхождения синхронного двигателя в синхронизм его скорость при изменениях момента нагрузки на валу до некоторого максимального значения $M_{\rm max}$ остается постоянной и равной синхронной скорости $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_1 / z_p$.

Статическая механическая характеристика синхронного двигателя (рис. 6.3) имеет вид горизонтальной прямой, параллельной оси моментов. Если момент нагрузки превысит значение $M_{\rm max}$, то синхронный двигатель выпадает из синхронизма.



Рис. 6.3. Статическая механическая характеристика синхронного двигателя

Для определения максимального момента синхронного двигателя M_{max} служит *угловая характеристика*. Угловой характеристикой синхронного двигателя называется зависимость момента M от внутреннего угла поворота ротора синхронного двигателя θ , представляющего собой угол сдвига между вектором ЭДС статора $\overline{E_{1j}}$ и вектором фазного напряжения $\overline{U_{1j}}$ питающей сети или, что то же самое, угол сдвига между осью магнитного поля, созданного обмотками статора синхронного двигателя, и осью его полюсов.

6.2. Электромеханические свойства неявнополюсных синхронных двигателей

Угловую характеристику неявнополюсного синхронного двигателя легко можно найти при условии пренебрежения активным сопротивлением обмотки статора двигателя ($R_1 \approx 0$). Векторная диаграмма, отражающая работу синхронного двигателя с учетом принятого допущения, приведена на рис. 6.4.

На рис. 6.4 приняты следующие обозначения:

 I_1 – ток обмотки статора синхронного двигателя;

X₁ – индуктивное сопротивление фазы обмотки статора;

φ – угол между векторами фазного напряжения и фазного тока обмотки статора.



Рис. 6.4. Упрощенная векторная диаграмма неявнополюсного синхронного двигателя

Примем подводимую к синхронному двигателю мощность равной электромагнитной мощности:

$$P_1 = P_{\mathcal{P}} = 3 \cdot U_{1j} \cdot I_1 \cdot \cos \varphi.$$
(6.1)

Тогда электромагнитный момент синхронного двигателя

$$M = \frac{P_{\mathcal{H}}}{\omega_0} = \frac{3 \cdot U_{1j} \cdot I_1 \cdot \cos\varphi}{\omega_0}.$$
 (6.2)

Из векторной диаграммы рис. 6.4 следует, что

$$U_{1j} \cdot \cos \varphi = E_{1j} \cdot \cos(\varphi - \theta).$$
(6.3)

Треугольник АВС позволяет определить

$$\cos(\varphi - \theta) = \frac{U_{1j} \cdot \sin \theta}{I_1 \cdot X_1}.$$
(6.4)

Подставим (6.4) в (6.3) и решим полученное выражение относительно сосф, получим

$$\cos \varphi = \frac{E_{1j} \cdot \sin \theta}{I_1 \cdot X_1}.$$
(6.5)

Подставив (6.3) в (6.2), получим выражение угловой характеристики синхронного двигателя

$$M = M_{\max} \cdot \sin\theta, \qquad (6.6)$$

где $M_{\text{max}} = \frac{3 \cdot U_{1j} \cdot E_{1j}}{\omega_0 \cdot X_1}$ – максимальный момент синхронного двигателя.

Анализ (6.6) показывает, что угловая характеристика неявнополюсного синхронного двигателя представляет собой синусоидальную функцию внутреннего угла машины (рис. 6.5). Максимального значения момент неявнополюсного синхронного двигателя достигает при угле сдвига $\theta = \pi/2$. Максимальный момент M_{max} характеризует перегрузочную способность синхронного двигателя. При больших значениях угла синхронный двигатель выпадает из синхронизма. Важной величи-
ной является номинальный угол сдвига $\theta_{\rm H} = 25 \div 30^{\circ}$, которому соответствует номинальный момент $M_{\rm H}$.



Рис. 6.5. Угловая характеристика неявнополюсного синхронного двигателя

Синхронный двигатель является обратимой машиной, то есть он может работать во всех основных энергетических режимах: двигательном, генераторном параллельно с сетью и независимо от сети, так как его возбуждение обеспечивается независимой обмоткой.

Пример 6.1. Рассчитать и построить угловую и механическую характеристики неявнополюсного синхронного двигателя серии СТДП-6300-2УХЛ4.

Технические данные двигателя:

- номинальная мощность $P_{\rm H} = 6300 \text{ кBt};$
- номинальное фазное напряжение $U_{1\text{H}} = 6000 \text{ B};$
- номинальная частота вращения $n_{\rm H} = n_0 = 3000$ об/мин;
- перегрузочная способность двигателя по моменту $\frac{M_{\text{max}}}{M_{\text{H}}} = 2,2;$
- номинальный КПД η_н = 97,4 %;
- индуктивное сопротивление обмотки статора $X_1 = 7,3$ Ом.

Решение. Найдем синхронную угловую скорость двигателя

$$\omega_0 = \omega_{\rm H} = \frac{\pi \cdot n_0}{30} = \frac{3,1415 \cdot 3000}{30} = 314,15 \text{ pag/c}.$$

Определим номинальный момент двигателя

$$M_{\rm H} = \frac{P_{\rm H}}{\omega_{\rm H}} = \frac{6300000}{314,15} = 20054,114 \, \text{H} \cdot \text{M}.$$

Максимальный момент двигателя при номинальном напряжении питающей сети

$$M_{\text{max}} = 2,2 \cdot 20054,114 = 44119 \text{ H} \cdot \text{м}.$$

Номинальная ЭДС двигателя

$$E_{1_{\rm H}} = 0.95 \cdot U_{1_{\rm H}} = 0.95 \cdot 6000 = 5700 \,\mathrm{B}.$$

Уравнение угловой характеристики неявнополюсного синхронного двигателя

$$M = \frac{3 \cdot U_{1j} \cdot E_{1j}}{\omega_0 \cdot X_1} \sin \theta = \frac{3 \cdot 6000 \cdot 5700}{314, 15 \cdot 7, 3} \cdot \sin \theta = 44739, 1 \cdot \sin \theta.$$

Угловая характеристика в соответствии с полученным выражением представлена на рис. 6.6, *а*. Статическая механическая характеристика синхронного двигателя приведена на рис. 6.6, *б*.



Рис. 6.6. Угловая (а) и механическая (б) характеристики неявнополюсного синхронного двигателя

Номинальный угол θ , определенный по угловой характеристике синхронного двигателя, составляет $\theta_{_{ЭЛ.H}} = 26,92^{\circ}$. Статическая механическая характеристика синхронного двигателя – прямая линия, параллельная оси абсцисс.

6.3. Электромеханические свойства явнополюсных синхронных двигателей

Основное большинство серийно выпускаемых синхронных двигателей выполняются с явнополюсным ротором, на котором размещена обмотка возбуждения. Питание обмотки возбуждения осуществляется через контактные кольца от источника постоянного напряжения, а трехфазная обмотка статора подключается к сети переменного напряжения. Двухфазная схема замещения такой машины [20] представлена на рис. 6.7.



Рис. 6.7. Схема включения двухфазного синхронного двигателя с явнополюсным ротором

Как следует из рис. 6.7, обмотки фаз статора двухфазного синхронного двигателя питаются от двух источников переменного напряжения, фазы которых сдвинуты на 90 эл. град.:

$$U_{1a} = U_{1\max} \sin \omega_{03} \cdot t;$$

$$U_{1b} = U_{1\max} \sin \left(\omega_{03} \cdot t - \frac{\pi}{2} \right) = -U_{1\max} \cdot \cos \omega_{03} \cdot t, \qquad (6.7)$$

где $\omega_{03} = 2 \cdot \pi \cdot f_1$ – угловая частота питающего напряжения.

Обмотка возбуждения синхронного двигателя размещена на явнополюсном роторе, симметричном относительно оси d, и подключена к источнику постоянного напряжения $u_{\rm B}$.

Уравнение угловой характеристики явнополюсного синхронного двигателя определяется уравнением

$$M = \frac{3 \cdot U_1 \cdot E_1 \cdot \sin \theta_{\Im \Pi}}{\omega_0 \cdot x_{1d}} + \frac{3 \cdot U_1^2}{2 \cdot \omega_0} \left(\frac{1}{x_{1q}} - \frac{1}{x_{1d}} \right) \sin 2\theta_{\Im \Pi}, \qquad (6.8)$$

где x_{1d} – индуктивное сопротивление обмотки статора синхронного двигателя по продольной оси d; x_{1q} – индуктивное сопротивление обмотки статора синхронного двигателя по поперечной оси q.

Анализ уравнения (6.8) показывает, что электромагнитный момент синхронной явнополюсной машины состоит из двух составляющих, первая из которых представляет электромагнитный момент M_1 , возникающий в результате взаимодействия полей статора и ротора, вторая составляющая – реактивный момент M_2 , возникающий из-за несимметрии магнитной цепи машины и связанного с ней стремления ротора

ориентироваться по оси поля статора. Вследствие явнополюсности машины энергия магнитного поля максимальна при любом из двух возможных соосных с полем статора положений ротора, что и определяет зависимость реактивного момента от двойного угла $\theta_{3Л}$. Угловая характеристика синхронной машины с явнополюсным ротором приведена на рис. 6.8. Анализ ее показывает, что увеличение угла $\theta_{3Л}$ вызывает на начальном участке рост электромагнитного момента, близкий к линейному. При номинальном электромагнитном моменте угол $\theta_{3Л. HOM}$ обычно составляет 20–30 градусов. Перегрузочная способность синхронной машины с явнополюсным ротором $\lambda_{max} = M_{max}/M_{H} = 2-3$ о. е. Реактивный момент синхронной машины с явнополюсным ротором увеличивает крутизну рабочего участка угловой характеристики и повышает перегрузочную способность двигателя.



Рис. 6.8. Угловая характеристика явнополюсного синхронного двигателя

Явнополюсная синхронная машина развивает момент даже при отсутствии тока возбуждения – за счет реактивного момента. Это свойство синхронной машины легло в основу создания синхронных электроприводов без возбуждения на базе *синхронных реактивных двигателей*. У этих машин индуктивные сопротивления по продольным и поперечным осям различаются значительно, что и создает достаточный по величине реактивный момент на валу двигателя [6].

Пример 6.2. Рассчитать и построить угловую и механическую характеристики явнополюсного синхронного двигателя серии СДКП2-16-29-10КУХЛ4.

Технические данные двигателя:

- номинальная мощность $P_{\rm H} = 500 \text{ кBt};$
- номинальное линейное напряжение $U_{1H} = 6000$ B;
- номинальная частота вращения $n_{\rm H} = n_0 = 600$ об/мин;
- номинальный ток статора $I_{1H} = 57$ A;

- номинальный КПД $\eta_{\rm H} = 94$ %;
- номинальный коэффициент мощности $\cos \phi_{\rm H} = 0.9$
- кратность пускового момента $\frac{M_{\Pi}}{M_{H}} = k_{\Pi} = 0.8$;
- перегрузочная способность двигателя по моменту $\frac{M_{\text{max}}}{M_{\text{H}}} = k_{\text{max}} = 2,0;$
- кратность момента, развиваемого двигателем в режиме асинхронного пуска при s = 0.05, $\frac{M_{s=0.05}}{M_{H}} = 1.5$;

• кратность пускового тока
$$\frac{I_{\Pi}}{I_{1H}} = k_i = 5,0;$$

- момент инерции ротора $J = 0,53 \cdot 10^3 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$;
- индуктивное сопротивление обмотки статора по продольной оси $d x_{1d} = 31,2$ Ом;
- индуктивное сопротивление обмотки статора по поперечной оси q $x_{1q} = 19,4$ Ом.

Решение. Найдем синхронную угловую скорость двигателя

$$\omega_0 = \omega_{\rm H} = \frac{\pi \cdot n_0}{30} = \frac{3,1415 \cdot 600}{30} = 62,83$$
 об/мин.

Определим номинальный момент двигателя

$$M_{\rm H} = \frac{P_{\rm H}}{\omega_{\rm H}} = \frac{500000}{62,83} = 7957,98 \,\,{\rm H} \cdot {\rm m} \,.$$

Максимальный момент двигателя при номинальном напряжении питающей сети

$$M_{\text{max}} = 2,0 \cdot 7957,98 = 15915,96 \text{ H} \cdot \text{m}.$$

Номинальное фазное напряжение двигателя

$$U_1 = \frac{U_{1\text{H}}}{\sqrt{3}} = \frac{6000}{\sqrt{3}} = 3464,1 \text{ B}.$$

Номинальная фазная ЭДС двигателя

$$E_{1\text{H}} = \frac{0.95 \cdot U_{1\text{H}}}{\sqrt{3}} = \frac{0.95 \cdot 6000}{\sqrt{3}} = 3290.89 \text{ B}.$$

Уравнение угловой характеристики явнополюсного синхронного двигателя (5.74)

,

$$\begin{split} M &= \frac{3 \cdot U_1 \cdot E_1 \sin \theta_{\Im \Pi}}{\omega_0 \cdot x_{1d}} + \frac{3 \cdot U_1^2}{2 \cdot \omega_0} \left(\frac{1}{x_{1q}} - \frac{1}{x_{1d}} \right) \sin 2\theta_{\Im \Pi} = \\ &= \frac{3 \cdot 3464, 1 \cdot 3290, 89}{62, 83 \cdot 31, 2} \sin \theta_{\Im \Pi} + \frac{3 \cdot 3464, 1^2}{2 \cdot 62, 83} \left(\frac{1}{19, 4} - \frac{1}{31, 2} \right) \sin 2\theta_{\Im \Pi} = \\ &= 17446 \sin \theta_{\Im \Pi} + 5601 \sin 2\theta_{\Im \Pi}. \end{split}$$

Угловая характеристика явнополюсного синхронного двигателя в соответствии с полученным выражением представлена на рис. 6.9.



Рис. 6.9. Угловая характеристика явнополюсного синхронного двигателя СДКП2-16-29-10КУХЛ4



Рис. 6.10. Статическая механическая характеристика синхронного двигателя

Анализ рис. 6.9 показывает, что номинальный момент $M_{\rm H} = 7957,98$ Н·м синхронный двигатель СДКП2-16-29-10КУХЛ4 развивает при номинальном угле сдвига $\theta_{\rm H} = 0,4$ рад (22,9 град). Реактивная составляющая момента явнополюсного синхронного двигателя (кривая 1) соизмерима с активной составляющей (кривая 2) и существенно влияет на форму результирующей характеристики (кривая 3).

Статическая механическая характеристика синхронного двигателя приведена на рис. 6.10.

Статическая механическая характеристика явнополюсного синхронного двигателя представляет собой прямую линию, параллельную оси абсцисс. Номинальный момент синхронного двигателя, момент с которым синхронный двигатель может работать сколь угодно долго без перегрева, составляет $M_{\rm H} = 7957,98$ Н · м. Максимальный момент двигателя при номинальном напряжении питающей сети $M_{\rm max} = 15915,96$ Н · м.

6.4. Пуск и синхронизация синхронных двигателей

Пуск и синхронизация синхронных двигателей различается в зависимости от особенностей технологического процесса, в котором участвует электропривод. Различают *легкий* и *тяжелый* пуск синхронного двигателя. Легкий пуск синхронного двигателя происходит при малых моментах инерции электропривода J_{Σ} и малых моментах сопротивления M_c на валу электродвигателя. Тяжелый пуск осуществляется при относительно больших моментах инерции электропривода J_{Σ} и моментах сопротивления M_c . Тяжелый пуск осуществляется за значительное время, и вхождение двигателя в синхронизм усложняется.

Для мощных двигателей схемы силовых цепей практически сведены с незначительными вариациями к одной, принципиальная схема которой приведена на рис. 6.11.

Пуск синхронного двигателя осуществляется в асинхронном режиме. В большинстве случаев синхронный двигатель мощностью до нескольких сотен киловатт пускают прямым включением в сеть. Кратность пускового тока при прямом пуске $k_i = \frac{I_n}{I_{1h}} = 4 \div 5$.

При пуске синхронных двигателей мощностью несколько мегаватт возникает необходимость ограничения пусковых токов. Способы ограничения пусковых токов вытекают из уравнения тока короткого замыкания асинхронного двигателя

$$I'_{2_{K3}} = \frac{U_{1j}}{\sqrt{(R_1 + R'_2)^2 + (X_{1\sigma} + X'_{2\sigma})^2}},$$
(6.9)

где U_{1j} – фазное напряжение обмотки статора синхронного двигателя в режиме асинхронного пуска; R_1 , $X_{1\sigma}$ – активное сопротивление и индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора; R'_2 , $X'_{2\sigma}$ – активное сопротивление и индуктивное сопротивление рассеяния обмотки рассеяния обмотки рассеяния обмотки ротора, приведенные к обмотке статора.



Рис. 6.11. Схема силовых цепей синхронного двигателя

Из анализа выражения для тока короткого замыкания (6.9) вытекают три возможных способа токоограничения при асинхронном пуске синхронного двигателя:

- введение на время пуска добавочного активного сопротивления $R_{1 \text{доб}}$ в цепи обмоток статора;
- введение на время пуска добавочного реактивного сопротивления $X_{1 \text{доб}}$ в цепи обмоток статора;
- кратковременное уменьшение на время пуска фазного напряжения обмоток статора.

Наиболее часто токоограничение при пуске синхронных двигателей осуществляется использованием реакторов L, включаемых в цепи обмоток статора. В некоторых случаях вместо реакторов L применяются активные резисторы. Кратковременное понижение напряжения обмоток статора достигается включением в схему трансформаторов или автотрансформаторов. Вариант схемы ограничения тока статора при пуске синхронного двигателя с применением автотрансформатора приведен на рис. 6.12.



Рис. 6.12. Схема силовых цепей синхронного двигателя с автотрансформаторным ограничением пускового тока

Статические электромеханические характеристики, поясняющие процесс пуска синхронного двигателя с токоограничением, приведены на рис. 6.13.



Рис. 6.13. Статические электромеханические характеристики, поясняющие процесс пуска синхронного двигателя

Пуск двигателя начинается по характеристике 1, с добавочной индуктивностью L в цепи обмотки статора или пониженном напряжении U_{1j} обмотки статора. По истечении некоторого времени, когда пусковой ток уменьшится до тока переключения I_{1nep} , добавочные индуктивности (рис. 6.11) из цепи обмотки статора выводятся, и процесс пуска продолжается по характеристике 2.

При пуске в асинхронном режиме импульсы управления на тиристоры VS3...VS8 не подаются и напряжение управляемого выпрямителя равно нулю. В обмотке возбуждения синхронного двигателя индуцируется переменная ЭДС скольжения, под действием которой через стабилитроны VD1, VD2 и VD3, VD4 открываются вспомогательные тиристоры VS1 и VS2. В процессе асинхронного пуска обмотка возбуждения синхронного двигателя закорачивается на разрядное сопротивление R. Когда двигатель достигает скорости, близкой к подсинхронной, ЭДС скольжения уменьшается, уменьшается и напряжение на управляющих электродах тиристоров VS1, VS2 и они перестают включаться. Разрядное сопротивление отключается от обмотки возбуждения. После чего в обмотку возбуждения подается постоянный ток от управляемого выпрямителя VS3...VS8.

Пусковая беличья клетка синхронного двигателя рассчитана на кратковременный режим работы, как правило, 20÷50 с, длительная работа в асинхронном режиме недопустима. Кроме обеспечения режима пуска, беличья клетка играет роль демпфирующей обмотки, стабилизируя переходные процессы при работе двигателя в синхронном режиме.

6.5. Регулирование тока возбуждения синхронных двигателей

Электроприводы с синхронными двигателями можно разделить на три класса из условий формирования нагрузок: электроприводы с неизменной или медленно меняющейся нагрузкой, электроприводы с пульсирующей нагрузкой, электроприводы с резкопеременной нагрузкой. Основные технические характеристики синхронных электроприводов в зависимости от типа возникающей нагрузки приведены в табл. 6.1.

Как следует из табл. 6.1, в электроприводах с пульсирующей и резкопеременной нагрузкой необходимо осуществлять автоматическое регулирование возбуждения синхронного двигателя. Системы автоматического регулирования возбуждения обеспечивают устойчивую работу синхронного двигателя при набросах нагрузки или при снижении напряжения питающей сети. В этих случаях системы автоматического регулирования возбуждения увеличивают ток возбуждения, благодаря чему увеличивается максимальный момент синхронного двигателя. Кроме того, изменение тока возбуждения синхронного двигателя позволяет регулировать реактивную мощность статорной цепи двигателя.

Габли	ца б.1	1
	1	

Типы нагрузок	Механизмы	Диапазон мощностей	Автоматическое регулирование тока возбуждения
Неизменная	Насосы Вентиляторы Воздуходувки Компрессоры	10÷1000 кВт	Не требуется
Пульсирующая	Станки-качалки Поршневые ком- прессоры	100÷1000 кВт	Необходимо
Резкопеременная	Дробилки Мельницы Прокатные станы Ножницы Пилы	100÷10000 кВт	Необходимо

Возможность регулирования реактивной мощности в цепи статора синхронного двигателя путем изменения его тока возбуждения иллюстрируется векторными диаграммами, приведенными на рис. 6.14.



Рис. 6.14. Векторные диаграммы синхронного двигателя при разных токах обмотки возбуждения: а – ток возбуждения меньше номинального; б – ток возбуждения равен номинальному; в – ток возбуждения больше номинального

Векторная диаграмма рис. 6.14, *а* соответствует току обмотки возбуждения меньше номинального, при этом вектор тока статора $\overline{I_1}$ отстает от вектора напряжения сети $\overline{U_1}$ на угол φ . Реактивная мощность активно-индуктивная. При увеличении тока возбуждения (рис. 6.14, δ) ЭДС $\overline{E_1}$, наводимая в обмотках статора, увеличивается и может достигнуть такого значения, при котором ток статора $\overline{I_1}$ будет совпадать по фазе с напряжением $\overline{U_1}$, то есть $\cos \varphi = 1$. Реактивная мощность равна нулю. Если ток обмотки возбуждения еще увеличить, то вектор тока статора $\overline{I_1}$ будет опережать по фазе вектор напряжения $\overline{U_1}$ (работа с опережающим $\cos \varphi$) и синхронный двигатель будет эквивалентен активно-емкостной нагрузке, включенной параллельно с сетью (рис. 6.14, ε).

На рис. 6.15 приведены *U*-образные характеристики. Они показывают зависимость тока статора I_1 синхронного двигателя от тока возбуждения $I_{\rm B}$ при различных нагрузках на валу двигателя ($M_{\rm c1} < M_{\rm c2} < M_{\rm c3} < M_{\rm c4}$). При численных значениях параметров *U*-образные характеристики позволяют правильно выбрать ток возбуждения, для того что бы обеспечить необходимый режим работы синхронного двигателя.

В настоящее время на практике применяются системы автоматического регулирования возбуждения. В зависимости от схемных решений системы автоматического регулирования тока возбуждения могут выполнять следующие основные функции:

- обеспечивать устойчивую работу синхронного двигателя при заданных режимах нагрузки;
- поддерживать оптимальное напряжение в узле нагрузки, к которому подключен синхронный двигатель;
- обеспечивать минимум потерь энергии в синхронном двигателе и системе электроснабжения.



Рис. 6.15. U-образные характеристики синхронного двигателя

При выборе схем автоматического регулирования тока возбуждения руководствуются следующими положениями:

• в электроприводах с неизменной нагрузкой и незначительными колебаниями напряжения питающей сети установка устройств автоматического регулирования тока возбуждения, как правило, не предусматривается;

• в электроприводах с пульсирующей нагрузкой или ударной нагрузкой необходима установка устройств автоматического регулирования тока возбуждения. Ток возбуждения таких двигателей регулируется в функции активного тока статора, что позволяет значительно повысить перегрузочную способность двигателя, а в ряде случаев уменьшить его установленную мощность;

• при работе синхронного двигателя с резкопеременной нагрузкой также необходима установка устройств автоматического регулирования тока возбуждения, однако в этом случае система регулирования должна реагировать не только на изменение нагрузки, но также и на скорость этого изменения.

Простейшая схема системы автоматического регулирования тока возбуждения для электроприводов с пульсирующей нагрузкой приведена на рис. 6.16. Система позволяет обеспечить возбуждение синхронного двигателя во всех штатных режимах его работы. При изменении нагрузки на валу двигателя возрастает и ток обмотки статора I_1 , что приводит к росту сигнала положительной обратной связи по току $U_{\rm oct}$ и, как следствие, – к увеличению напряжения управляемого выпрямителя и росту тока возбуждения синхронного двигателя.



Рис. 6.16. Функциональная схема системы автоматического регулирования тока возбуждения

Учитывая пропорциональность между ЭДС E_1 и магнитным потоком Φ , а следовательно, и током обмотки возбуждения $I_{\rm B}$, уравнение (1.71) можно записать в следующем виде:

$$M_{\max} = \frac{3 \cdot U_{1j} \cdot k_{\mathrm{B}} \cdot I_{\mathrm{B}}}{\omega_0 \cdot X_1},\tag{6.10}$$

где $k_{\rm B}$ – коэффициент пропорциональности между потоком Ф и током возбуждения $I_{\rm B}$.

Анализ (6.10) показывает, что увеличение тока возбуждения вызывает рост максимального момента синхронного двигателя. Следовательно, автоматическая регулировка возбуждения приводит к повышению динамической устойчивости синхронного двигателя при изменении нагрузки на его валу и демпфированию качания ротора.

Поддерживать оптимальное напряжение в узле нагрузки, к которому подключен синхронный двигатель, также возможно с помощью систем автоматического регулирования тока возбуждения.

Для улучшения показателей работы разветвленной промышленной сети производят компенсацию реактивной мощности путем установки синхронных двигателей или синхронных компенсаторов [22]. На рис. 6.17 показана схема узла нагрузки, к которому подключены потребители, генерирующие и потребляющие реактивную мощность.



Рис. 6.17. Узел нагрузки

Индуктивный реактивный ток I_p равен сумме реактивных токов nпотребителей (трансформаторов; асинхронных двигателей; двигателей постоянного тока, питающихся от регулируемых преобразователей) и определяется по выражению

$$I_{\rm p} = \sum_{i=1}^{i=n} I_{\rm pi}, \tag{6.11}$$

где *I*_{р*i*} – реактивный ток *i* -й нагрузки.

Для полной компенсации реактивной мощности в сети необходимо выполнить условие

$$\sum_{i=1}^{i=n} I_{pi} = I_{pc}.$$
 (6.12)

Реактивный ток синхронной машины, необходимый для компенсации падения напряжения сети:

$$I_{\rm pc} = \frac{\Delta U_c}{\sqrt{3} \cdot X_{\rm cp}},\tag{6.13}$$

где $X_{c_{2}}$ – эквивалентное фазное реактивное сопротивление сети с учетом всех потребителей:

$$X_{c9} = \frac{X_c \cdot X_{\Sigma}}{X_c + X_{\Sigma}}; \tag{6.14}$$

 ΔU_{c} – падение напряжения сети; $X_{c} = \frac{U_{\pi}^{2}}{S_{\kappa,c}}$ – фазное напряжение сети; $X_{\Sigma} = \frac{1}{i=n}$ – суммарное фазное сопротивление всех потребителей элек-

 $\Sigma \rho_i$ i=1

трической энергии, кроме синхронного двигателя; ρ_i – электрическая проводимость участка цепи; $U_{\rm л}$ – линейное напряжение сети; $S_{\rm k.c}$ – мощность короткого замыкания сети.

Современные системы автоматического регулирования тока возбуждения синхронных двигателей, предназначенных для компенсации реактивной мощности, строятся по принципу подчиненного регулирования координат и предусматривают регулирование трех переменных: тока возбуждения, падения напряжения на эквивалентном фазном реактивном сопротивлении сети, реактивного тока статора синхронного двигателя. Функциональная схема такой системы приведена на рис. 6.18.



Рис. 6.18. Схема синхронного электропривода с автоматическим регулированием тока возбуждения

Внутренний контур обеспечивает регулирование тока возбуждения с помощью регулятора тока возбуждения РТВ. Заданием на ток возбуждения синхронного двигателя является выходной сигнал $U_{\rm pT}$ регулятора реактивного тока РРТ. Из этого сигнала вычитается напряжение обратной связи по току возбуждения синхронного двигателя. Выходной сигнал $U_{\rm pTB}$ регулятора тока возбуждения воздействует на управляемый выпрямитель УВ, изменяя ток возбуждения $I_{\rm B}$ синхронного двигателя.

Регулятор реактивного тока входит во второй контур – контур регулирования реактивного тока I_p . На его входе суммируются сигналы отрицательной обратной связи по реактивному току $U_{\rm opt}$ и сигнал задания на реактивный ток – с выхода регулятора напряжения PH.

На входе регулятора напряжения РН суммируются сигналы отрицательной обратной связи по напряжению U_{oH} . Обратная связь по напряжению сформирована из реактивного тока и эквивалентного фазного сопротивления сети: $U_{oH} = I_p \cdot X_{c3}$. Регулятор напряжения адаптивный, пропорционального типа, изменяющий коэффициент усиления при снижении напряжения питающей среды ниже $(0,8 \div 0,85) \cdot U_H$.

Передаточные функции контуров регулирования и регуляторов токов получены при следующих основных допущениях:

- насыщение магнитной цепи синхронного двигателя не учитывается;
- управляемый выпрямитель апериодическое звено первого порядка с передаточной функцией

$$W_{\rm TII}(p) = \frac{k_{\rm TII}}{T_{\mu} \cdot p + 1},\tag{6.15}$$

где $k_{\rm TH}$ – коэффициент усиления управляемого выпрямителя (тиристорного преобразователя); $T_{\mu} = \frac{2 \cdot \pi}{m_{\rm B} \cdot \omega_{\rm c}}$ – постоянная времени запаздывания тиристорного преобразователя; $m_{\rm B}$ – число пульсаций напряжения тиристорного преобразователя за период напряжения питающей сети; $\omega_{\rm c}$ – угловая частота питающей сети, равная 314,15 с⁻¹, при частоте питающей сети $f_{\rm c} = 50$ Гц; все постоянные времени фильтров и малые инерционности суммируются и заменяются одной постоянной времени.

Передаточные функции регуляторов в соответствии с модульным оптимумом:

регулятор тока возбуждения

$$W_{\rm pTB}(p) = \frac{T_{\rm 1pTB} \cdot p + 1}{2 \cdot T_{\mu p}} \frac{k_{\rm T\Pi} \cdot k_{\rm дTB}}{R_{\rm B}} \cdot p, \qquad (6.16)$$

регулятор реактивного тока

$$W_{\rm ppt}(p) = \frac{\sqrt{2} \cdot T_{\rm 1ppt} \cdot p + 1}{2 \cdot T_{\mu pp} \frac{k_{\rm cg} \cdot k_{\rm дpt}}{k_{\rm дTB}} \cdot p}, \qquad (6.17)$$

где $T_{\mu p}$ – постоянная времени контура регулирования тока возбуждения; $T_{\mu pp}$ – постоянная времени контура регулирования реактивного тока; $k_{\rm дтв}$ – коэффициент передачи датчика тока возбуждения; $R_{\rm B}$ – активное сопротивление обмотки возбуждения синхронного двигателя; $k_{\rm дpt}$ – коэффициент передачи датчика реактивного тока; $k_{\rm cq}$ – коэффициент передачи синхронного двигателя, управляемого по цепи обмотки возбуждения изменением напряжения.

Компенсация форсирующего звена $T_{1\text{ртв}} \cdot p + 1$ в числителе передаточной функции регулятора тока возбуждения $W_{\text{ртв}}(p)$ выполняется внутри объекта регулирования – синхронного двигателя. Таким образом, в контуре регулирования реактивного тока не оказывается постоянной времени, которую требуется компенсировать, поэтому выполнение регулятора с пропорционально-интегральной характеристикой позволяет ликвидировать недостаток системы подчиненного регулирования.

Использование синхронного двигателя с автоматической регулировкой возбуждения позволяет поддерживать на заданном уровне реак-

тивную мощность и напряжение в узле нагрузки. Задание в автоматический регулятор возбуждения на генерирование реактивной мощности является величиной переменной, зависящей от параметров и загрузки питающей сети.

6.6. Регулирование скорости синхронных двигателей

После вхождения синхронного двигателя в синхронизм его скорость при изменениях момента нагрузки на валу до некоторого максимального значения $M_{\rm max}$ остается постоянной и равной синхронной скорости

$$\omega_0 = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_1}{z_p}.$$

Так как изменение числа пар полюсов z_p у серийно выпускаемых двигателей не применяется, то частотное регулирование является практически единственным способом регулирования угловой скорости синхронных двигателей. Оно характеризуется в основном такими же показателями, что и частотное регулирование скорости асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором. Это регулирование плавное, двухзонное. Диапазон регулирования вверх от номинальной синхронной скорости ограничивается механической прочностью ротора, его балансировкой и качеством подшипников. Диапазон регулирования вниз от синхронной скорости может достигать номинальной значений $D = 1:(50 \div 100)$ и более с учетом абсолютной жесткости механических характеристик двигателя и обеспечения синусоидальности напряжения питания. Стабильность скорости высокая. Допустимая нагрузка при постоянном возбуждении и независимой вентиляции соответствует номинальному моменту.

Использование полупроводниковых преобразователей частоты открывает большие возможности в отношении формирования требуемых статических и переходных процессов частотно-регулируемых синхронных электроприводов.

В отличие от асинхронного короткозамкнутого двигателя при частотном регулировании скорости синхронный двигатель обладает тремя каналами управления моментом: изменением тока возбуждения $I_{\rm B}$, изменением напряжения обмоток статора U_{1j} и изменением частоты f_{1j} напряжения обмоток статора.

Для явнополюсного синхронного двигателя может быть получено уравнение электромагнитного момента, вывод которого дан в [20]:

$$M = \frac{3 \cdot z_p}{2} L_{12d} \frac{U_{1j} \cdot I_{Bj} \cdot \sin \theta_{3\pi}}{X_{1qj}} + \frac{3 \cdot z_p}{2} \left(L_{1d} - L_{1q} \right) \frac{U_{1j} \left(E_{1j} - U_{1j} \right) \cdot \sin \theta_{3\pi} \cdot \cos \theta_{3\pi}}{X_{1qj} \cdot X_{1dj}}.$$
 (6.18)

Индекс *j* в уравнении (5.77) показывает изменение соответствующего параметра.

Пренебрегая второй составляющей электромагнитного момента в выражении (5.77), получим

$$M = A \frac{U_{1j} \cdot I_{Bj}}{f_{1j}} \sin \theta_{\Im,\Pi}, \qquad (6.19)$$

где А – постоянный коэффициент.

Если принять, что при частотном регулировании скорости синхронного двигателя запас устойчивости должен оставаться постоянным, то необходимо выполнение условия

 $\theta_{\mathfrak{II},i} = \theta_{\mathfrak{II},H}$

$$\sin\theta_{\Im,i} = \sin\theta_{\Im,H}, \qquad (6.20)$$

где θ_j – угол поворота ротора синхронного двигателя при совместном изменении момента сопротивления M_c , частоты напряжения обмоток статора f_{1j} , напряжения обмоток статора U_{1j} , потока возбуждения $I_{\rm Bj}$.

Решим (5.78) относительно $\sin \theta_{_{\Im \Pi}}$, получим

$$\sin\theta_{\mathfrak{I}\mathfrak{I}} = \frac{M \cdot f_{1j}}{A \cdot U_{1j} \cdot I_{\mathsf{B}j}}.$$
(6.21)

Подставим (6.21) в (6.20):

$$\frac{M \cdot f_{1j}}{U_{1j} \cdot I_{\mathrm{B}j}} = \frac{M_{\mathrm{H}} \cdot f_{1\mathrm{H}}}{U_{1\mathrm{H}} \cdot I_{\mathrm{B}\mathrm{H}}},$$

откуда

$$\frac{U_{1j} \cdot I_{Bj}}{U_{1H} \cdot I_{1H}} = \frac{M \cdot f_{1j}}{M_{H} \cdot f_{jH}}.$$
(6.22)

Из выполнения условия (6.22) вытекают следующие законы частотного регулирования скорости синхронного двигателя:

• $f_{1j} = \text{var}; I_{\text{B}} = I_{\text{B},\text{H}} = \text{const}; U_{1j} = U_{1\text{H}} = \text{const}.$ Регулирование скорости осуществляется при постоянной мощности. При данном способе регулирования при сниженных угловых скоростях синхронный двигатель обладает значительным максимальным моментом M_{max} . Однако увеличение максимального момента при сниженных угловых скоростях сопровождается увеличением тока статора вследствие уменьшения реактивных сопротивлений машины. Способ регулирования может применяться при регулировании скорости вверх от номинальной $\omega_{0\text{H}}$;

•
$$f_{1j} = \text{var}; \quad I_{\text{B}} = I_{\text{B},\text{H}} = \text{const}; \quad \frac{U_{1j}}{f_{1j}} = \text{const}.$$
 Регулирование скорости

производится при постоянном моменте. Закон регулирования применяется при независящей от угловой скорости механической характеристике производственного механизма, то есть при $M_c = \text{const}$;

•
$$f_{1j} = \text{var}; I_{\text{B}} = I_{\text{B},\text{H}} = \text{const}; \frac{U_{1j}}{\sqrt{f_{1j}}} = \text{const}.$$
 Регулирование скорости

производится при постоянной мощности ($P_c = const$) вниз от номинальной скорости ω_{0H} ;

•
$$f_{1j} = \text{var}; \quad I_{\text{B}} = I_{\text{B},\text{H}} = \text{const}; \quad \frac{U_{1j}}{f_{1j}^2} = \text{const}.$$
 Регулирование скорости

производится при вентиляторной нагрузке, то есть при $M_{\rm c} = M_0 + k \cdot \omega^2$.

Механические характеристики производственных механизмов и электроприводов *преобразователь частоты—синхронный двигатель* для законов регулирования класса U_{1i}/f_{1i} = const приведены на рис. 6.19.



Рис. 6.19. Механические характеристики производственных механизмов и электроприводов преобразователь частоты—синхронный двигатель

Рассмотренные законы управления при частотном регулировании скорости синхронного двигателя справедливы только в первом приближении, особенно для явнополюсного синхронного двигателя, так как неучет реактивного электромагнитного момента приводит к значительным (до 20 %) погрешностям механических свойств двигателя.

Синхронный двигатель обладает очень важным свойством – при подаче на статорные обмотки постоянного напряжения ($f_1 = 0$) он создает тормозной момент при неподвижном роторе, обеспечивая механическую фиксацию ротора в заданном положении.

6.7. Синхронный двигатель как динамический объект

Математическое описание динамических процессов в синхронном электроприводе получим, описав электрическую и механическую части электропривода дифференциальными уравнениями.

Уравнения равновесия ЭДС на обмотках статора и ротора синхронного двигателя в осях d и q, а также выражение для его электромагнитного момента определяются уравнениями (1.76):

$$U_{1}\sin\theta_{3\pi} = R_{1} \cdot i_{1d} + \frac{d\Psi_{1d}}{dt} - \omega_{3\pi} \cdot \Psi_{1q};$$

$$-U_{1}\cos\theta_{3\pi} = R_{1} \cdot i_{1q} + \frac{d\Psi_{1q}}{dt} + \omega_{3\pi} \cdot \Psi_{1d};$$

$$u_{B} = R_{B} \cdot i_{B} + \frac{d\Psi_{B}}{dt};$$

$$M = \frac{3 \cdot z_{P}}{2} \left(\Psi_{1d} \cdot i_{1q} - \Psi_{1q} \cdot i_{1d} \right).$$
(6.23)

Уравнение равновесия моментов на валу машины

$$M + \beta(\omega_0 - \omega) - M_c = J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt}, \qquad (6.24)$$

где $\beta = \frac{2 \cdot M_{\rm K}}{\omega \cdot s_{\rm K}}$ – модуль жесткости для асинхронной составляющей мо-

мента, обусловленной действием демпферной короткозамкнутой обмотки;

J_Σ – приведенный к валу двигателя суммарный момент инерции электропривода.

Запишем систему уравнений (6.23) и (6.24) в операторной форме, получим

$$U_1 = R_1 \cdot i_{1d} + \psi_{1d} \cdot p - \omega_{\scriptscriptstyle \mathcal{D}\Pi} \cdot \psi_{1q};$$

$$-U_{1} = R_{1} \cdot i_{1q} + \psi_{1q} \cdot p + \omega_{\Im} \cdot \psi_{1d};$$

$$u_{B} = R_{B} \cdot i_{B} + \psi_{B} \cdot p;$$

$$M = \frac{3 \cdot z_{p}}{2} \left(\psi_{1d} \cdot i_{1q} - \psi_{1q} \cdot i_{1d} \right);$$

$$M + \beta(\omega_{0} - \omega) - M_{c} = J_{\Sigma} \cdot \omega \cdot p.$$
(6.25)

Структурная схема синхронного электропривода, составленная в соответствии с уравнениями (6.25), представлена на рис. 6.20.

Приведенная структурная схема существенно нелинейна, так как в ней присутствуют произведения переменных. Поэтому исследования синхронного двигателя с применением такой структурной схемы требуют использования вычислительных машин. Однако для анализа синхронного двигателя, как динамического объекта желательно использовать более простые структурные схемы, позволяющие производить как синтез параметров регуляторов систем автоматического регулирования синхронными двигателями, так и исследования таких систем аналитическим путем.



Рис. 6.20. Структурная схема синхронного двигателя

Найдем динамическую механическую характеристику синхронного двигателя из уравнения его угловой характеристики $M = f(\theta_{3\pi})$. Рабочий участок угловой характеристики синхронного двигателя лежит в пределах 20÷30 эл. град. и представляет собой начальный участок синусоиды. На основании того, что [23]

$$\lim \frac{\sin \theta}{\theta}_{\theta \to 0} = 1, \qquad (6.26)$$

начальный участок угловой характеристики синхронного двигателя можно заменить прямой, проходящей через начало координат и точку номинального режима ($M_{\rm H}, \theta_{_{\rm ЭЛ.H}}$):

$$M \approx M_{\rm H} \frac{\theta_{\Im\Pi}}{\theta_{\Im\Pi,\rm H}} = \kappa \cdot \theta_{\Im\Pi},$$
 (6.27)

где $\kappa = \frac{M_{\rm H}}{\theta_{_{\rm ЭЛ.H}}}$ – коэффициент пропорциональности.

Электрический угол поворота ротора синхронного двигателя $\theta_{3\pi}$ и его механический угол поворота θ связаны между собой зависимостью

 $\theta_{\mathfrak{II}} = Z_p \cdot \theta \,. \tag{6.28}$

Подставив (6.28) в (6.27), получим

$$M = c_{\rm 3M} \cdot \theta \,, \tag{6.29}$$

где $c_{_{\rm ЭM}} = \frac{Z_p \cdot M_{_{\rm H}}}{\theta_{_{\rm ЭЛ.H}}}$ – коэффициент жесткости упругой электромагнитной

связи двигателя.

Угол θ есть интеграл разности скоростей –

$$\theta = \int (\omega_0 - \omega) dt \,. \tag{6.30}$$

Подставим (6.30) в (6.29) и продифференцируем правую и левую части уравнения, получим приближенное уравнение динамической характеристики синхронного двигателя:

$$\frac{dM}{dt} = c_{\rm 3M}(\omega_0 - \omega) \tag{6.31}$$

ИЛИ

$$M = \frac{c_{\rm 3M}(\omega_0 - \omega)}{p}.$$
 (6.32)

Уравнение движения синхронного электропривода

$$M - M_{\rm c} = J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt}.$$
 (6.33)

Упрощенная структурная схема синхронного электропривода, составленная на основании уравнений (6.32) и (6.33), приведена на рис. 1.45.

Передаточную функцию синхронного электропривода найдем, преобразовав структурную схему рис. 6.21

$$W_{c9}(p) = \frac{1}{T_{91}^2 \cdot p^2 + 1},$$
(6.34)

где $T_{31} = \sqrt{\frac{c_{3M}}{J_{\Sigma}}}$ – электромеханическая постоянная времени.



Рис. 6.21. Упрощенная структурная схема синхронного электропривода

Передаточная функция (6.34) – вырожденное колебательное звено

с частотой незатухающих свободных колебаний $\omega = \sqrt{\frac{c_{\rm 9M}}{J_{\Sigma}}}$.

Роль демпфера, гасящего колебания, выполняет пусковая короткозамкнутая беличья клетка, расположенная на роторе или полюсах ротора синхронного двигателя. Демпфирующий момент, развиваемый двигателем при наличии короткозамкнутой обмотки можно найти из упрощенной формулы Клосса (2.10). При синхронной скорости вращения синхронного двигателя ток по короткозамкнутой обмотке не протекает и, следовательно, тормозной момент она не создает. При скорости, близкой к синхронной, при малых скольжениях, выражение (2.10) можно упростить, пренебрегая членом $s/s_{\rm k}$ в знаменателе. Тогда упрощенная формула Клосса преобразуется к виду

$$M = \frac{2 \cdot M_{\rm K} \cdot s}{s_{\rm K}} \,. \tag{6.35}$$

Подставив в (6.35) выражение скольжения $s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}$, получим

$$M = \frac{2 \cdot M_{\kappa}}{s_{\kappa} \cdot \omega_0} (\omega_0 - \omega) = \beta \cdot (\omega_0 - \omega), \qquad (6.36)$$

где $\beta = \frac{2 \cdot M_{\rm K}}{\omega \cdot s_{\rm K}}$ – модуль жесткости для асинхронной составляющей мо-

мента, обусловленной действием демпферной короткозамкнутой обмотки.

Инерционность изменения тока в короткозамкнутой обмотке ротора с достаточной для практики точностью описывается апериодическим звеном первого порядка [5] с постоянной времени $T_3 = \frac{L_{1\sigma} + L'_{2\sigma}}{R_1 + R'_2}$, где

 $K_1 + K_2$ $L_{\sigma 1} + L_{2\sigma}' = \frac{X_K}{2 \cdot \pi \cdot f_{1H}}$. Поскольку момент *M* асинхронного двигателя

при малых скольжениях пропорционален току ротора, то с учетом электромагнитной инерции

$$M = M_{\text{демп}} = \frac{\beta \cdot (\omega_0 - \omega)}{T_9 \cdot p + 1},$$
(6.37)

где $M_{\text{демп}}$ – момент демпфирования синхронного двигателя.

С учетом демпфирующего момента уравнение движения синхронного электропривода записывается следующим образом:

$$M + M_{\text{демп}} - M_{\text{c}} = J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt}.$$
(6.38)

Упрощенная структурная схема синхронного электропривода, составленная на основании уравнений (6.32) и (6.38), приведена на рис. 6.22.



Рис. 6.22. Упрощенная структурная схема синхронного электропривода при приложении нагрузки

Наиболее тяжелыми режимами работы синхронного двигателя является пуск и втягивание в синхронизм. Примерный вид переходных процессов момента M и скорости ω при пуске синхронного двигателя с учетом электромагнитных переходных процессов и втягивание его в синхронизм приведен на рис. 6.23. Синхронный двигатель разгоняется в асинхронном режиме до подсинхронной скорости ω_{nc} , после чего в момент времени $t_{\rm BKЛ}$ на его обмотку возбуждения подается напряжение возбуждения $U_{\rm OB}$, и двигатель втягивается в синхронизм. Принципиально на процесс вхождения в синхронизм влияет момент подключения напряжения к обмотке возбуждения. Наиболее благоприятным моментом включения напряжения возбуждения является такое, при котором мгновенное значение наведенной ЭДС в обмотке возбуждения будет равно нулю. Однако, как показали специальные исследования [11], положение ротора относительно магнитного поля, созданного обмотками статора, не имеет большого практического значения как с точки зрения качества переходного процесса, так и его времени окончания. Поэтому в большинстве практических случаев схема управления не усложняется путем введения устройств, обеспечивающих включение возбуждения в наиболее благоприятный момент.



Рис. 6.23. Кривые переходных процессов момента М и скорости и при пуске синхронного двигателя

Проверку условия вхождения в синхронизм можно производить, пользуясь выражением

$$\omega_{\rm IIC} \ge \omega_0 \left(1 - 0.0564 \sqrt{\frac{M_{\rm max}}{J_{\Sigma} \cdot \omega_0^2}} \right), \tag{6.39}$$

где M_{max} – максимальный момент синхронной машины;

J_Σ – приведенный к валу двигателя суммарный момент инерции электропривода.

Упрощенная структурная схема синхронного двигателя при втягивании в синхронизм приведена на рис. 6.24.

В соответствии со структурной схемой (рис. 6.24) синхронный двигатель разгоняется в асинхронном режиме до подсинхронной скорости ω_{nc} . Контакт *К* на структурной схеме разомкнут, что соответствует пуску двигателя в асинхронном режиме. Инерционности асинхронного пуска учитывают электромагнитная постоянная времени T_3 и приведенный к валу двигателя суммарный момент инерции электропривода J_{Σ} .



Рис. 6.24. Упрощенная структурная схема синхронного двигателя при втягивании в синхронизм

При замыкании контакта K начинается процесс втягивания двигателя в синхронизм. Ток возбуждения $I_{\rm B}$ постепенно возрастает, появляется синхронный момент M, значение которого вычисляется по выражению (1.71). Причем ЭДС E_1 определяется через ток возбуждения по формуле $E_1 = k_{\rm B} \cdot I_{\rm B}$. Процесс втягивания в синхронизм зависит в основном от двух параметров: значения подсинхронной скорости $\omega_{\rm nc}$ и приведенного к валу двигателя суммарного момента инерции электропривода J_{Σ} .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. Справочник по электрическим машинам: в 2 т. / под общ. ред. И.П. Копылова, Б.К. Клокова. М.: Энергоатомиздат, 1989. 688 с.
- 2. Чиликин М.Г., Сандлер А.С. Общий курс электропривода: учебник для вузов. М.: Энергоиздат, 1981. 576 с.
- 3. Башарин А.В., Голубев Ф.Н., Кепперман В.Г. Примеры расчетов автоматизированного электропривода. Л.: Энергия, 1971. 440 с.
- Асинхронные двигатели серии 4А. Справочник / А.Э. Кравчик, М.М. Шлаф, В.И. Афонин, Е.А. Соболевская. – М.: Энергоатомиздат, 1982.
- Чернышев А.Ю., Чернышев И.А. Определение параметров схемы замещения асинхронного двигателя по каталожным данным // Материалы международной научно-технической конференции. – Томск: Изд-во ТПУ, 2007. – С. 269–272.
- 6. Автоматизированный электропривод промышленных установок / под ред. Г.Б. Онищенко.– М.: РАСХН, 2001. 520 с.
- Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты: – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.
- 8. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин: учебник для вузов. – М.: Высш. шк., 2001. – 327 с.
- Поздеев А.Д. Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 1998. – 172 с.
- 10. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование систем в МАТLAB 6.0: учеб. пособ. СПб.: КОРОНА принт, 2001. 320 с.
- Сыромятников И.А. Режимы работы асинхронных и синхронных двигателей / под ред. Л.Г. Мамикоянца. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 240 с.
- 12. Анисимов В.А., Горнов А.О., Москаленко В.В. Тиристорные пусковые устройства в электроприводах переменного тока // Привод и управление. – 2002. – № 1. – С. 32–34.
- 13. Шубенко В.А., Браславский И.Я. Тиристорный асинхронный электропривод с фазовым управлением. М.: Энергия, 1972. 200 с.
- 14. Усынин Ю.С. Системы управления электроприводов: учеб. пособ. 2-е изд., испр. и доп. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2004. – 328 с.
- 15. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами: учеб. пособ. для вузов. Л.: Энергоиздат: Ленингр. отд-ние, 1982. 392 с.

- Козлитин Л.С. Исследование асинхронного электропривода с тиристорным регулятором напряжения в цепи статора: автореферат диссертации. – М.: Изд-во МЭИ, 1968.
- Браславский И.Я., Костылев А.В., Степанюк Д.П. Анализ энергопотребления в управляемых переходных режимах систем ТПН-АД. Электроприводы переменного тока // Труды международной тринадцатой научно-технической конференции. – Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2005. – С. 241–244.
- Правила устройства электроустановок. 6-е изд. с изм., доп. принятыми Главгосэнергонадзором РФ в период с 01.01.92 по 01.01.99. СПб.: Изд-во ДЕАН, 1999 – 928 с.
- 19. Москаленко В.В. Автоматизированный электропривод: учебник для вузов. М.: Энергоатомиздат; 1986. 416 с.
- 20. Ключев В.И. Теория электропривода: учебник для вузов. М.: Энергоатомиздат, 1985. 560 с.
- Чернышев И.А., Чернышев А.Ю. Синтез параметров регуляторов системы тиристорный регулятор напряжения—асинхронный двигатель // Электромеханические преобразователи энергии: материалы международной научно-технической конференции, 20–22 октября 2005 г. – Томск: Изд-во ТПУ, 2005. – С. 237–240.
- Вайнтруб О.Ш., Гендельман Б.Р. и др. Системы управления электроприводами с синхронными двигателями с тиристорным возбуждением и автоматическим регулированием возбуждения // Автоматизированный электропривод: материалы всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу. М.: Энергия, 1980. С. 180–186.
- 23. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике: для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1974. 832 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
1. ЭЛЕКТРОПРИВОД ПЕРЕМЕННОГО ТОКА	5
1.1. Общие положения	5
1.2. Современный электропривод переменного тока	
и тенденции его развития	8
1.3. Механические характеристики электродвигателей	
переменного тока	9
1.4. Механические характеристики производственных	
механизмов	11
1.5. Статическая устойчивость механического движения	14
2. ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ С АСИНХРОННЫМИ	
ДВИГАТЕЛЯМИ	16
2.1. Схема включения, электромеханические и механические	
характеристики асинхронных двигателей	16
2.2. Определение параметров схемы замещения асинхронного	
двигателя по справочным данным	21
2.3. Определение параметров схемы замещения асинхронного	•••
двигателя по каталожным данным	23
2.4. Динамические процессы и характеристики	22
асинхронного двигателя	
2.5. Представление вектора тока в неподвижной системе коор инист a_ib и трехферной A_iB_iC	37
2.6 Представление вектора тока, во вращающейся системе	
2.0. Представление вектора тока во вращающенся системе коорлинат $r_i v$	38
27 Уравнения напряжений и потокосцеплений	
в векторной форме	
2.8. Уравнения электромагнитной мощности и момента	
асинхронного двигателя	40
2.9. Моделирование асинхронного двигателя в неподвижной	
системе координат	43
2.10. Моделирование короткозамкнутого асинхронного	
двигателя во вращающейся системе координат	53
3. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ АСИНХРОННЫХ	
ДВИГАТЕЛЕЙ	58
3.1. Общие положения	58
3.2. Асинхронный электропривод с фазовым регулированием	
угловой скорости	59

3.3. Энергетическая эффективность асинхронных	
электроприводов	65
3.4. Тиристорные пусковые устройства в электроприводах	
с асинхронными двигателями	69
3.5. Асинхронные электроприводы с регулированием скорости	
изменением напряжения обмоток статора	72
3.6. Структурная схема асинхронного электродвигателя,	
управляемого по цепи обмоток статора	
изменением напряжения	74
3.7. Структурная схема асинхронного электропривода с	
регулированием напряжения статора	78
4. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ АСИНХРОННЫХ	
ДВИГАТЕЛЕЙ ИЗМЕНЕНИЕМ ЧАСТОТЫ	
НАПРЯЖЕНИЯ СТАТОРА	99
4.1. Преобразователи частоты для электроприводов	
переменного тока	99
4.2. Преобразователи частоты с непосредственной связью	101
4.3. Автономные инверторы тока	103
4.4. Автономные инверторы напряжения	106
4.5. Асинхронный электропривод с частотным	
регулированием угловой скорости	109
4.6. Система преобразователь частоты-асинхронный	
двигатель с положительной обратной связью по току	121
4.6.1. Частотное управление асинхронным электроприводом	
со скалярной IR-компенсацией	123
4.6.2. Частотное управление асинхронным электроприводом	
с векторной IR-компенсацией	128
4.6.3. Частотное управление асинхронным электроприводом	
с положительной обратной связью по току в каналах	
регулирования напряжения и частоты	142
4.6.4. Система преобразователь	
частоты–асинхронный двигатель с отрицательной	
обратной связью по скорости	144
4.6.5. Структурная схема асинхронного двигателя	
при управлении по цепи обмотки статора	
изменением частоты	146
4.6.6. Синтез параметров регулятора скорости	
асинхронного электропривода при скалярном	
частотном регулировании скорости	148

ДВИГАТЕЛЯМИ	51
5.1. Преобразование координат в системах	
векторного управления15	51
5.1.1. Прямой координатный преобразователь	52
5.1.2. Обратный координатный преобразователь	53
5.2. Основные принципы векторного управления	
асинхронным электроприводом15	55
5.3. Структурная схема асинхронного двигателя	
при векторном управлении15	57
5.4. Система векторного управления асинхронным	
электроприводом без датчика скорости15	58
5.5. Система векторного управления асинхронным	
электроприводом с датчиком скорости16	53
5.6. Структурная схема асинхронного электропривода	
с векторным управлением16	55
5.7. Регулирование скорости асинхронного двигателя	
с частотно-токовым векторным управлением17	72
6. СИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ	77
6.1. Схема включения, особенности конструкции	
синхронных двигателей17	77
6.2. Электромеханические свойства неявнополюсных	
синхронных двигателей17	79
6.3. Электромеханические свойства явнополюсных	
синхронных двигателей18	32
6.4. Пуск и синхронизация синхронных двигателей	37
6.5. Регулирование тока возбуждения синхронных двигателей19	90
6.6. Регулирование скорости синхронных двигателей19	98
6.7. Синхронный двигатель как динамический объект)1
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ)8

Учебное издание

ЧЕРНЫШЕВ Александр Юрьевич ДЕМЕНТЬЕВ Юрий Николаевич ЧЕРНЫШЕВ Игорь Александрович

ЭЛЕКТРОПРИВОД ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Учебное пособие

Научный редактор *доктор технических наук,* профессор А.В. Аристов Выпускающий редактор Т.С. Савенкова Редактор С.П. Барей Компьютерная верстка *Д.В. Сотникова* Дизайн обложки *Т.А. Фатеева*

Подписано к печати 14.04.2011. Формат 60х84/16. Бумага «Снегурочка». Печать XEROX. Усл. печ. л. 12,38. Уч.-изд. л. 11,20. Заказ 508-11. Тираж 100 экз.



Национальный исследовательский Томский политехнический университет Система менеджмента качества Издательства Томского политехнического университета сертифицирована NATIONAL QUALITY ASSURANCE по стандарту BS EN ISO 9001:2008



издательство ТПУ. 634050, г. Томск, пр. Ленина, 30 Тел./факс: 8(3822)56-35-35, www.tpu.ru