А.М. АБАКУМОВ, П.В. ТУЛУПОВ, Ю.А. ЧАБАНОВ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ПРИВОД

ЧАСТЬ 2. ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Учебное пособие

Самара Самарский государственный технический университет 2014



МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ «САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Кафедра «Электропривод и промышленная автоматика»

А.М. АБАКУМОВ, П.В. ТУЛУПОВ, Ю.А. ЧАБАНОВ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ПРИВОД

ЧАСТЬ 2. ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Учебное пособие

Самара Самарский государственный технический университет 2014 Печатается по решению редакционно-издательского совета СамГТУ

УДК 621.313.13.133.3: 62.83 А 13

Абакумов А.М.

А 13**Электрический привод. Часть 2. Электроприводы переменного тока**:учеб. пособ. / А.М. Абакумов, П.В. Тулупов, Ю.А. Чабанов. – Самара:Самар. гос. техн. ун-т, 2014. – 130 с.: ил.

Приведены общие сведения об автоматизированном электроприводе, проанализированы механические характеристики двигателей переменного тока, рассмотрены принципы и системы автоматического управления машинами переменного тока.

Рассчитано на бакалавров, проходящих обучение по направлению 13.03.02 «Электроэнергетика и электротехника». Дисциплина «Электрический привод».

УДК 621.313.13.133.3: 62.83 А 13

Рецензентд-р техн. наук, проф. Л.С. Зимин

 © А.М. Абакумов, П.В. Тулупов, Ю.А. Чабанов, 2014
 © Самарский государственный технический университет, 2014

ПРЕДИСЛОВИЕ

Учебное пособие предназначено для изучения теоретической части дисциплины «Электрический привод» по направлению140400 «Энергетика и электротехника», профили «Электропривод и автоматика», «Электромеханика», «Электрооборудование автомобилей и тракторов», «Электротехнологические установки и системы».

Первая часть учебного пособия посвящена электроприводу постоянного тока. Вторая часть рассматривает электроприводы переменного тока, приобретающие все большее значение в электромеханике.

Издание этой книги продиктовано желанием представить в сжатой форме особенности математического описания асинхронных и синхронных электродвигателей как для скалярного, так и для векторного управления в автоматизированном электроприводе.

Авторы попытались уделить особое внимание синтезу замкнутых систем в электроприводах переменного тока.

Контрольные вопросы направлены на развитие самостоятельной работы студентов и облегчат усвоение материала по курсу. Более углубленное изучение материала не исключает работу с дополнительными источниками по тематике пособия.

введение

Индивидуальный электропривод, использующий высокий КПД в преобразовании электрической энергии в механическую, основанный на современных достижениях преобразовательной техники и ITтехнологиях микропроцессорных информационных систем управления часто поражает воображение стремительностью развития.

Можно без преувеличения сказать, что современный автоматизированный электропривод, все более и более основывающийся на машинах переменного тока, обладающих несомненными эксплуатационными преимуществами, и применяемый во всех сферах от промышленного производства до бытовых устройств, является основой технического прогресса.

Все ведущие электротехнические корпорации выпускают регулируемые электроприводы комплектно с компьютерными средствами автоматизации в виде гибкопрограммируемых систем, предназначенных для широкого использования. Окупаемость средств, вложенных в такие системы, является наиболее быстрой.

История электропривода начинается с первой половины XIX века. Открытие Г.Х. Эрстедом (1777-1851) закона механического взаимодействия магнитного поля и проводника с током (1819 г.), а также М. Фарадеем (1791-1867) закона электромагнитной индукции (1831 г.) послужило мощным толчком к развитию прикладной электротехники.Величайшее значение для всего дальнейшего развития электропривода имело создание М.О. Доливо-Добровольским (1862-1919) трехфазной системы передачи переменного тока, трансформатора и асинхронного двигателя (1888-1889).Уже в 1890 г. мощность установленных электродвигателей на промышленных предприятиях России составляла 5 %, а в 1914 г. доходила до 40 %.

В эту эпоху российские ученые занимали одно из ведущих мест в развитии теории электропривода, в разработке новых идей, создании отдельных элементов, формировании принципов управления.

Русский академик Б.С. Якоби в 1834 г. при участии академика

Э.Х. Ленца создал первый электродвигатель постоянного тока.

В эти же годы на военно-морском флоте России под руководством А.П. Давыдова были созданы первые синхронно следящие системы управления артиллерийским огнем.

Однако широкое практическое воплощение идей электропривода произошло в западных странах – Великобритании, Германии, Франции и США.

Преимущества асинхронного электродвигателя определили длительные глубокие исследования в задачах управления им.

Современный асинхронный электропривод представляет собой сложное электротехническое устройство, вобравшее в себя новейшие достижения в теории и практике создания микропроцессоров, силовых полупроводниковых приборов, защиты от помех, программных наработок в области управления и интерфейсов, а также создания надежных и высокоэффективных электродвигателей.

Для динамичного управления АД наиболее распространен способ ориентированного по потокосцеплению ротора векторного управления (Блашке, 1971). Применение данного способа впервые позволило полноценно реализовать управление скоростью и моментом АД и получило первую реализацию в системе «Трансвектор» фирмы Siemens. Преимуществом метода является возможность раздельного управления потоком и моментом асинхронного электродвигателя в координатных осях Парка – Горева, связанных с потокосцеплением ротора, существенно приближая принципы регулирования к электроприводу постоянного тока.

В учебном пособии авторы сконцентрировали внимание на более глубоком изучении свойств и задач управления для асинхронных и синхронных электродвигателей.

1. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ, МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

1.1. ИСТОРИЯ, ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И ДВА ПОДХОДА К МАТЕМАТИЧЕСКОМУ ОПИСАНИЮ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

При проектировании, наладке и эксплуатации электроприводов с асинхронными и синхронными двигателями необходимо ясно представлять принципы их действия и взаимосвязь различных переменных, определяющих режимы работы двигателей. Общая теория машин переменного тока разработана в фундаментальных работах А.А. Горева, К.Н. Парка, М.П. Костенко, П.С. Жданова и развита в исследованиях В.А. Веникова, С.А. Ульянова, И.А. Сыромятникова, Л.С. Линдорфа, М.И. Слодаржа, Д.П. Петелина, И.А. Глебова и других ученых.

Асинхронный трехфазный электродвигатель с распределенной обмоткой статора и короткозамкнутым ротором с обмоткой в форме беличьей клетки впервые был сконструирован русским электротехником М. О. Доливо-Добровольским в 1891 г. Теоретической основой для этого послужило открытие явления вращающегося магнитного поля, сделанное одновременно и независимо друг от друга Г. Феррарисом (Италия) и Н. Теслой (США) в 1888 г.

Остановимся кратко на устройстве и принципах работы и основных свойствах машин переменного тока.

Все трехфазные асинхронные двигатели имеют конструктивно одинаковые статоры и различаются выполнением обмотки ротора. По конструкции обмотки ротора эти двигатели подразделяются на два типа: с короткозамкнутой обмоткой (короткозамкнутые) и с фазной обмоткой (так называемые двигатели с фазным ротором или контактными кольцами).

Трехфазный двигатель предназначен для включения в трехфазную сеть, поэтому он имеет обмотку статора, состоящую из трех фаз-

ных обмоток, при прохождении через которые токи, поступающие из трех фаз сети, возбуждают вращающееся магнитное поле. Для усиления магнитного поля и придания ему необходимой формы сердечники собирают из тонких листов электротехнической стали, изолированных друг от друга слоем лака.

Конструкция АД с короткозамкнутым ротором упрощенно показана на рис. 1.1.



Puc. 1.1

На рис.1.1 приведены следующие обозначения:

- 1 корпус (станина),
- 2 сердечник статора,
- 3 обмотка статора,
- 4 сердечник ротора,
- 5 обмотка ротора,
- 6 воздушный зазор,
- 7 вентиляционные каналы,
- 8 вал ротора.

К корпусу двигателя, который отливают из чугуна или стали, прикрепляют все остальные части двигателя. Сердечник статора имеет вид полого цилиндра с продольными пазами по внутренней поверхности. В пазы укладываются три фазные обмотки, сдвинутые относительно друг друга на угол 120°. Внутри корпуса сердечник статора укрепляется с помощью прокладки из немагнитного материала, для того чтобы не допускать образования в нем магнитного поля и,следовательно, вихревых токов.

Короткозамкнутый ротор АД состоит из стального вала, цилиндрического сердечника, насаженного на вал ротора, короткозамкнутой обмотки и лопастей, осуществляющих вентиляцию машины. Сердечник ротора имеет вдоль поверхности продольные пазы, в которые укладывается обмотка, представляющая собой неизолированные медные или алюминиевые стержни, замкнутые накоротко на торцах ротора двумя торцевыми кольцами (см. рис. 1.2). Если эту обмотку мысленно вынуть из стального цилиндрического сердечника ротора, то она будет выглядеть как беличья клетка.



Puc. 1.2

В асинхронных двигателях средней и малой мощности короткозамкнутую обмотку ротора получают путем заливки расплавленного алюминиевого сплава в продольные пазы сердечника. Вместе с обмоткой отливают также торцевые коротко замыкающие кольца и лопасти для вентиляции машины.

У двигателей с фазным ротором статорная обмотка аналогична статорной обмотке короткозамкнутого двигателя. А в продольные пазы сердечника ротора уложены три одинаковые изолированные обмотки, выполненные по типу статорной обмотки, то есть смещенные друг относительно друга в пространстве на 120°. Концы обмоток объединены в общую точку и образуют звезду, а начала присоединены к трем контактным кольцам, размещенным на валу.

С помощью щеток, прижимающихся к контактным кольцам, в каждую фазу обмотки ротора можно ввести добавочное активное сопротивление. С увеличением активного сопротивления обмотки ротора уменьшается пусковой ток, то есть облегчается пуск двигателя, а также увеличивается пусковой момент вплоть до максимального значения. Кроме того, изменяя с помощью реостата активное сопротивление цепей ротора, можно регулировать частоту вращения двигателя. Все это позволяет применять двигатели с фазным ротором для привода машин и механизмов, требующих при пуске больших пусковых моментов.

В обмотке статора асинхронного двигателя при прохождении переменного тока возбуждается вращающееся магнитное поле, которое, пересекая проводники обмотки ротора, наводит в них переменную ЭДС. Так как обмотка ротора замкнута, наведенная ЭДС вызывает в роторе ток. В результате взаимодействия проводников с током ротора и вращающегося магнитного поля возникает сила, заставляющая ротор вращаться в направлении вращения поля. Таким образом, принцип работы асинхронного двигателя основан на использовании взаимодействия вращающегося магнитного поля, создаваемого переменным током в обмотке статора и проводниками с током обмотки ротора. Так как вращение магнитного поля статора происходит асинхронно с вращением ротора двигателя, то есть частоты вращения ротора и поля отличны, двигатель называется асинхронным.

При пуске асинхронного двигателя по мере разгона ротора разность частот вращающегося поля и ротора уменьшается. Однако ротор не может вращаться синхронно с полем, так как при совпадении частот не будет относительного движения поля и ротора, вследствие чего ротор не будет пересекаться полем, в нем не будет наводиться ток и, следовательно, исчезнет вращающий момент.

Конструкция асинхронного двигателя, разработанная в конце XIX века, сохранилась до сих пор.Он и поныне является одной из самых дешевых и долговечных электрических машин.

Принцип действия асинхронной машины достаточно прост: статор всегда является активным элементом и используется для создания движущегося магнитного поля, а в замкнутых проводящих пассивных контурах другого элемента – ротора наводятся ЭДС, вызывающие протекание токов и образование сил (моментов) при их взаимодействии с магнитным полем. Все эти явления имеют место только при асинхронном движении ротора относительно поля, что и дало этим электрическим машинам название – асинхронные.

Частота вращения магнитного поля статора, называемая синхронной – n_0 , об/мин, определяется через частоту питающего напряжения *f*, Гц, и число пар полюсов обмотки статора *p* как

$$n_0 = \frac{60f}{p}.$$
 (1.1)

Естественно синхронная угловая скорость ω₀, рад/с, находится по выражению

$$\omega_0 = \frac{2\pi f}{p}.\tag{1.2}$$

Так, при питании двигателя от сети промышленной частотыf = 50 Гци p = 1 частота вращения поля статора равна $n_0 = 3\ 000$ об/мин.

Несмотря на простоту физических явлений, математическое описание процессов в асинхронной машине имеет весьма сложный вид, поскольку,во-первых,все напряжения, токи, потокосцепления – переменные и, во-вторых, взаимодействуют движущиеся контуры, взаимное расположение которых непрерывно изменяется в пространстве.

Существует два разных, но связанных между собой подхода к математическому описанию асинхронного двигателя и, в конечном итоге, способа регулирования скорости:

1) частотный (скалярный);

2) векторный.

При первомподходе рассматриваются синусоидальные напряжения, приложенные к одной фазе статорной обмотки или одной фазе обмотки ротора, токи в этих обмотках и потокосцепления, образованные этими токами. Зависимости между этими переменными величинами определяются в стационарном (установившемся) режиме, т.е. когда двигатель, питающийся от источника неизменного напряжения, и вращается с постоянной установившейся скоростью $\omega_0 = const$. Обычно при расчетах к этим переменным применяется символический метод (метод комплексных амплитуд).

Графической интерпретацией такого подхода является схема замещения асинхронногодвигателя, на которой базируются принципы построения систем управления электроприводов с асинхронными двигателями, называемые системами с U/f-управлением, с управлением по модулям переменных, или скалярными системами.

Второй подход основан на представлении трехфазных систем напряжений, токов и потокосцеплений в виде пространственных (или обобщенных) векторов. На нем основано описание электромагнитных процессов в двигателе переменного тока в пространственных векторах.

Для обоих случаев при описании электромагнитных процессов в асинхронном двигателе, если это не оговорено специально, делаются следующие допущения:

- трехфазная система симметрична, нулевой ток в ней отсутствует;

– сумма мгновенных значений токов фаз равна нулю:

 $i_A + i_B + i_C = 0;$

 – каждый протекающий по фазной обмотке ток порождает магнитодвижущую силу, синусоидально распределенную по окружности воздушного зазора машины;

 – сложение магнитодвижущих сил отдельных фазных обмоток порождает общую магнитную индукцию, также синусоидально распределенную по окружности воздушного зазора;

– характеристика намагничивания машины линейна.

1.2. ЧАСТОТНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Из выражения для синхронной угловой скорости (1.2)видно, что основным способом регулирования скорости асинхронного двигателя (АД) является изменение частоты f напряжения U_1 на статоре. Однако при регулировании частоты необходимо регулировать и величину напряжения U_1 из-за изменяющихся индуктивных сопротивлений обмоток и ЭДС E_1 двигателя. В пределах рабочего участка механической характеристики ЭДС двигателя незначительно отличается от напряжения сети, поэтому приближенно можно записать

$$U_1 \gg E_1 = 4,44 f W_1 \Phi,$$
 (1.3)

где *Ф* – магнитный поток;

 W_1 – число витков обмотки статора.

Отсюда следует, что с целью поддержания магнитного потока Φ на постоянном уровне необходимо, например, с уменьшением частоты f уменьшать и уровень напряжения U_1 . Если этого не сделать, то поток должен будет увеличиваться, это приведёт к возрастанию тока намагничивания, и магнитная цепь двигателя будет насыщаться. В результате ток холостого хода может превышать номинальный ток, и даже при отсутствии нагрузки на валу двигатель будет нагреваться этим током сверх допустимой температуры. Параметры механической характеристики АД определяются не только частотой, но и значением напряжения. То есть частота и напряжение выступают как два управляющих воздействия, которые в принципе могут регулироваться независимо друг от друга. Обычно за независимое воздействие принимается частота, а значение напряжения при данной частоте определяет вид механической характеристики (значения пускового и критического моментов). Такой способ регулирования скорости АД называется частотным, а закон изменения напряжения от частоты законом частотного регулирования. Необходимый закон частотного регулирования определяется совокупностью требований, предъявляемых к электроприводу конкретного исполнительного механизма или

технологического процесса. В асинхронном электроприводе, как и в электроприводе постоянного тока, можно рассматривать способ регулирования скорости при постоянном моменте и при постоянной мощности. Указанные способы реализуются выбором соответствующего закона частотного регулирования.

1.3. СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Наиболее распространенная Т-образная схема замещения АД, позволяющая исследовать статические механические характеристики при различных законах частотного регулирования, приведена на рис. 1.3.



Puc. 1.3

На этой схеме:

 I_1 – ток статора; I_2 – ток ротора, приведенный к статору; $I_m = I_1 + I_2$ – ток намагничивания; E_1 – ЭДС статора; E_2 – ЭДС ротора, приведенная к статору.

В соответствии с общепринятыми положениями построения схем замещения АД при переменной частоте напряжения питания, введем следующие обозначения:

 $\omega_{0 \to \pi} = 2\pi f -$ угловая скорость поля;

 ω_{0 элн = $2\pi f_{\rm H}$ – угловая скорость поля при номинальной частоте $f_{\rm H}$; $\omega_0 = \omega_{0$ эл / p_n – скорость идеального холостого ходав геометрическом или физическом пространстве;

 p_n – число пар полюсов;

 $x_m = \omega_{0,3,1,1} L_m$ – индуктивное сопротивление намагничивающего контура при номинальной частоте;

 $x_{1\sigma} = \omega_{0$ элн $L_{1\sigma}$ – индуктивное сопротивление рассеяния фазы статора при номинальной частоте;

 $x_{2\sigma} = \omega_{0_{3ЛH}} L_{2\sigma}$ – индуктивное сопротивление рассеяния фазы ротора, приведенное к статору, при номинальной частоте;

 $L_m, L_{1\sigma}, L_{2\sigma}$ – основная индуктивность от полезного тока и индуктивности обмоток статора и ротора от потоков рассеяния соответственно;

 R_{1}, R_{2} – активные сопротивления обмоток статора и ротора, приведенные к статору;

ω – скорость вращения ротора;

 $\hat{\omega}_{0} = \frac{\omega_{0}}{\omega_{0H}} = \frac{\omega_{0,n}}{\omega_{0,nH}}$ – относительная частота напряжения на статоре

(величина безразмерная) или относительная скорость вращения холостого хода;

 $\omega^* = \frac{\omega p_n}{\omega_{0}} = \frac{\omega}{\omega_{0H}}$ – относительная скорость вращения (величина

безразмерная);

$$s = \frac{\omega_{0,n} - p_n \omega}{\omega_{0,n}} = \frac{\omega_p}{\omega_{0,n}} = \frac{\omega_p}{\omega_0} - \text{скольжение;}$$

$${}^{*}_{\omega_{p}} = \frac{\omega_{p}}{\omega_{0,n,h}}$$
 – относительная частота роторной ЭДС;

 $\omega_{\rm p} = \omega_{0_{\rm ЭЛ}} - p_n \, \omega = p_n \, (\omega_0 - \omega)$ – частота роторной ЭДС или абсолютное скольжение угловой скорости поля статора и ротора. Тогда

$$\omega_p^* = \omega_0^* - \omega$$
.

При определении законов частотного регулирования АД наибольшее применение получила Т-образная схема замещения, поскольку она отражает (в отличие от Г-образной схемы) изменение тока намагничивания (магнитного потока) при изменении частоты и нагрузки двигателя, что соответствует физике процессов в АД. Это особенно необходимо учитывать на низких частотах, когда падение напряжения на сопротивлениях обмотки статора соизмеримо с величиной приложенного напряжения. Напомним, что в Г-образной схеме замещения контур намагничивания вынесен на вход, поэтому ток намагничивания не зависит от падения напряжения на обмотке статора.

Заметим, что угловая скорость поля ротора относительно неподвижного наблюдателя равна скорости вращения поля статора $\omega_{0_{3л}}$, поскольку скорость вращения поля относительно ротора равна ω_{p} и сам ротор в случае приведения его к двухполюсному статорувращается относительно статора со скоростью $p_n \omega = \omega_{0_{3л}} - \omega_p$.

Поле ротора неподвижно относительно поля статора, что соответствует закону электромеханики, согласно которому момент создают два неподвижных относительно друг друга поля. При этом индуктивные сопротивления x_i при переменной частоте

$$x_{i} = L_{i}\omega_{0,3,n} = \frac{x_{i,h}}{\omega_{0,3,n}}\omega_{0,3,n} = x_{i,h}\frac{\omega_{0,3,n}}{\omega_{0,3,n}} = x_{i,h}\omega_{0,0}^{*}$$

изменяются пропорционально ω_0 относительно индуктивных сопротивлений x_{ih} при номинальной частоте, которые приводятся в каталожных данных АД. Активные сопротивления остаются постоянными при изменении частоты. Таким образом, введение относительной частоты позволяет наиболее просто определять параметры схемы замещения АД при изменении частоты напряжения питания.

Заметим, что значение относительной частоты ротора ω_p может оставаться постоянным при разных значениях ω_0^* . Но в этом случае будет изменяться скольжение $s = \frac{\omega_p}{\omega_0}$. То есть постоянство ω_p^* со- ω_0 ответствует постоянному значению абсолютного скольжения $(\omega_0 - \omega) = \frac{\omega_{0,n} - \omega p_n}{p_n}.$

В соответствии со схемой замещения можно записать контурные уравнения:

$$U_{1} = (R_{1} + jx_{1\sigma}\omega_{0})I_{1} + jx_{m}\omega_{0}(I_{1} + I_{2});$$

$$U_{1} = (R_{2}\frac{\omega_{0}}{*} + jx_{2\sigma}\omega_{0})I_{2} + jx_{m}\omega_{0}(I_{1} + I_{2}).$$

$$(1.4)$$

$$U_{1} = (R_{2}\frac{\omega_{0}}{*} + jx_{2\sigma}\omega_{0})I_{2} + jx_{m}\omega_{0}(I_{1} + I_{2}).$$

Введём в рассмотрение следующие величины:

*x*_{*m*}- индуктивное сопротивление контура намагничивания;

 $x_1 = x_m + x_{1\sigma}$ – полное индуктивное сопротивление фазы статора при разомкнутой цепи ротора;

 $x_2 = x_m + x_{2\sigma}$ – полное индуктивное сопротивление фазы ротора при разомкнутой цепи статора;

 $\sigma = 1 - \frac{x_m^2}{x_1 x_2}$ – коэффициент рассеяния, который определяет соот-

ношение сопротивлений рассеяния обмоток и сопротивления намагничивающего контура.

Тогда система уравнений (1.4) преобразуется следующим образом:

или в матричной форме

$$\begin{vmatrix} R_{1} + jx_{1}\omega_{0} & jx_{m}\omega_{0} \\ * & & \\ jx_{m}\omega_{0} & R_{2}\frac{\omega_{0}}{*} + jx_{2}\omega_{0} \\ & & \\ &$$

Разрешая систему (1.6) относительно I_1, I_2 , получим

Намагничивающий ток может быть определен как

$$I_{m} = I_{1} + I_{2} = \frac{\omega_{p}}{\frac{\omega_{p}}{\left(\frac{R_{1}R_{2}}{*} - \omega_{0}\sigma x_{1}x_{2}\right) + j\omega_{0}\left(\omega_{0}x_{1}\frac{R_{2}}{*} + x_{2}R_{1}\right)}}{\omega_{p}}.$$
 (1.8)

Согласно схеме замещения (см. рис.1.3):

$$E_{1} = U_{1} - I_{1}(R_{1} + jx_{1\sigma}\omega_{0}), \qquad (1.9)$$

где $E_1 = I_m j x_m$.

Введем в рассмотрение потокосцепление как произведение индуктивности на ток:

$$\Psi = LI$$
.

Тогда:

потокосцепление от намагничивающего тока в зазоре

$$\Psi_m = L_m I_m;$$

потокосцепление от рассеяния в обмотке статора

$$\Psi_{1\sigma} = L_{1\sigma} I_1; \qquad (1.10)$$

потокосцепление от рассеяния в обмотке ротора

$$\Psi_{2\sigma} = L_{2\sigma} I_2;$$
 (1.11)

потокосцепление статора

$$\Psi_1 = \Psi_m + \Psi_{1\sigma} \tag{1.12}$$

потокосцепление ротора

$$\Psi_2 = \Psi_m + \Psi_{2\sigma} \tag{1.13}$$

Соответствующая ЭДС в установившимся режиме будет равна

$$E = I j x = I j \omega_0 x_H = I j \omega_0 \omega_{0,2\mathcal{H}} L = j \omega_0 \omega_{0,2\mathcal{H}} \Psi.$$
(1.14)

На основании Т-образной схемы замещения (см. рис. 1.3) ивыражений (1.8)-(1.13) можно построить векторную диаграмму (рис. 1.4).



Puc. 1.4

При этом ток намагничивания I_m и совпадающее с ним по направлению потокосцепление Ψ_m направлены по оси абсцисс.

Здесь приняты следующие обозначения:

φ₁- угол между напряжением и током статора;

ф₂- угол между ЭДС и током ротора;

δ- угол между потокосцеплением ротора и током статора;

γ- угол между током ротора и потокосцеплением в зазоре.

1.4. МЕХАНИЧЕСКИЕХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

На основании Т-образной схемы замещения можно построить и провести анализ механических характеристик АД. При этом электромагнитный момент M определяется по активной электромагнитной мощности $P_{3л}$, передаваемой через воздушный зазор ротору двигателя, и скорость вращения

$$M = \frac{P_{\mathfrak{I}}}{\frac{\omega_{0\mathfrak{I}}}{p_n}} = \frac{P_{\mathfrak{I}}}{\omega_{0\mathfrak{I}}} p_n.$$
(1.15)

 $P_{_{\Im\Pi}}$ равна мощности, выделяемой на сопротивлении $\frac{R_2}{s} = R_2 \frac{\omega_0}{*}$ в ω_p

схеме замещения (см. рис. 1.3).

С учетом всех трех фаз

$$P_{_{3\pi}} = 3I_2^2 R_2 \frac{\omega_0}{*}.$$
 (1.16)

После преобразований с учетом выражения (1.7), определяющего ток ротора *I*₂, будем иметь

$$M = 3 \frac{p_n U_1^2}{\omega_{0,3,7H}} r \frac{\omega_p x_m^2 R_2}{(R_1 R_2 - \sigma \omega_0 \omega_p x_1 x_2)^2 + (R_2 \omega_0 x_1 + R_1 \omega_p x_2)^2}.$$
(1.17)

Согласно векторной диаграмме (см. рис. 1.4), электромагнитную мощность можно определить следующим образом:

$$P_{_{\mathfrak{I}\mathfrak{I}}} = 3E_2 I_2 \cos \varphi_2, \qquad (1.18)$$

где Е₂в соответствии с (1.14)составит

$$E_2 = \omega_0 \,\omega_{0\,\text{\tiny ЭЛH}} L_m I_m = \omega_0 \,\omega_{0\,\text{\tiny ЭЛH}} \Psi_m. \tag{1.19}$$

В соответствии с (1.15)и с учетом (1.18), (1.19) выражение для момента запишется следующим образом:

$$M = \frac{P_{\mathfrak{I}}p_n}{*} = \frac{3p_n \,\omega_0 \,\omega_{\mathfrak{I}\mathfrak{I}\mathfrak{I}} \Psi_m}{*} I_2 \cos\varphi_2 = 3p_n \Psi_m I_2 \cos\varphi_2. \qquad (1.20)$$
$$\omega_0 \,\omega_{\mathfrak{I}\mathfrak{I}\mathfrak{I}} = \frac{\omega_0 \,\omega_0 \,\omega_{\mathfrak{I}\mathfrak{I}\mathfrak{I}}}{\omega_0 \,\omega_{\mathfrak{I}\mathfrak{I}\mathfrak{I}}}$$

Из схемы замещения (см. рис. 1.3) следует, что

$$\cos \varphi_{2} = \frac{R_{2} \frac{\omega_{0}}{*}}{\sqrt{\left(R_{2}^{2} \frac{\omega_{0}^{2}}{*} + x_{2\sigma}^{2} \omega_{0}^{2}\right)}} = \frac{R_{2}}{\sqrt{\left(R_{2}^{2} + \omega_{p}^{2} x_{2\sigma}^{2}\right)}}.$$
(1.21)

Выражение для электромагнитногомомента можно представить также в виде векторного произведения Ψ_m и I_2 :

$$M = \frac{3}{2} p_n (\Psi_m \Gamma I_2) = \frac{3}{2} p_n \Psi_m I_2 \sin \gamma, \qquad (1.22)$$

поскольку (см. рис. 1.4) $\gamma = \pi/2 + \varphi^2$, то $\sin(\pi/2 + \varphi_2) = \cos\varphi_2$.

Коэффициент 1/2 учитывает условие задания Ψ_m и I_2 их амплитудными значениями.

Расчет механических характеристик АД по выражению (1.20) можно производить как в относительных единицах, так и в абсолютных значениях. При расчете характеристики в абсолютных значениях

 $\omega = f(M)$ задаемся частотой f и напряжением U_1 на статоре $A\mathcal{A}$. Рассчитываем электрическую частоту $\omega_{0,9,\pi} = 2\pi f$ и скорость идеального холостого хода $\omega_0 = \omega_{0,9,\pi} / p_n$. При заданной скорости вращения ротора ω определяем частоту роторной ЭДС $\omega_p = \omega_0 - \omega$, приведенную к скорости вращения двигателя. Далее рассчитываем относительную частоту напряжения на статоре

$$\omega_{0}^{*} = \frac{\omega_{0,3,H}}{\omega_{0,3,H}} = \frac{2\pi f}{2\pi f_{H}} = \frac{f}{f_{H}} = \frac{\omega_{0}}{\omega_{0,H}}$$

и относительную частоту роторной ЭДС

$$\omega_{p}^{*} = \frac{\omega_{0,n} - \omega_{p}}{\omega_{0,n}} = \frac{\omega_{0} - \omega}{\omega_{0,n}}$$

Подставляя в $(1.17)\omega_0, \omega_p$, определяем значение момента M и тем самым рассчитываем механическую характеристику $\omega = f(M)$. Заметим, что скольжение $s = (\omega_0 - \omega) / \omega_0$ будет равно относительной чак стоте роторной ЭДС ω_p только при номинальной частоте напряжения питания, когда $\omega_0 = \omega_{0H}$.

На рис. 1.5 приведены механические характеристики АД при наиболее простом законечастотного регулирования $U_1/f = \text{const.}$

Характерной особенностью механических характеристик являются снижение критического момента M_{κ} при уменьшении частоты напряжения питания. Это связано с тем обстоятельством, что при снижении напряжения U_1 пропорционально частоте, падение напряжения I_1R_1 , как уже отмечалось, становится соизмеримым с U_1 , в результате магнитный поток и потокосцепление уменьшаются, а момент снижается.

Напомним основные участки механической характеристики. На рабочем участке 1 – 2 с ростом $\omega_p = \omega_0 - \omega$ увеличивается и момент двигателя, возрастая до своего критического значения $M_{\rm kh}$. При этом, согласно (1.22), соѕ φ_2 уменьшается, следовательно, рост тока статора и ротора происходит за счет не только активной, но и реактивной со-

ставляющей. Вместе с ростом тока I_1 увеличивается падение напряжения на сопротивлении $R_1 + jx_{1\sigma}\omega_0$ (см. рис. 1.3), в результате уменьшаются намагничивающий ток I_m и магнитный поток.



Puc. 1.5

На участке характеристики 2 – 3, когда $\omega_p > \omega_{pk}$, рост токов I_2 и I_1 продолжается за счет увеличения реактивной составляющей и уменьшения активной, то есть $\cos\varphi_2$ уменьшается. Потокосцепление также уменьшается и момент двигателя падает. Напомним, что на участке 2 – 3 механической характеристики условие устойчивой работы двигателя не выполняется. В точке 3 ($\omega = 0$, $\omega_p = \omega_0$) имеем пусковой режим.

Заметим, что расчет механических характеристик по выражению (1.17), соответствующему Т-образной схеме замещения, сложнее, чем для Г-образной схемы замещения АД в соответствии с формулой Клосса [4, 5].

Однако, как уже отмечалось, Т-образная схема замещения более точно отображает физику процессов при широком изменении частоты напряжения питания АД.

1.5. ЗАКОНЫ ЧАСТОТНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Как уже было отмечено, наиболее простой закон частотного регулирования U_1/f = const не обеспечивает постоянства критического момента и тем самым перегрузочной способности АД при широком изменении частоты напряжения питания. Поэтому такой закон может быть использован при малых отклонениях частоты от номинального значения. Требуемые параметры механической характеристики АД в широком изменении частоты могут обеспечить более сложные законы регулирования, которые получили широкое применение при частотном управлении АД. При этом будем придерживаться методики, изложенной в[13].

1.5.1. Регулирование скорости АД при постоянстве потокосцепления статора

Этот закон частотного регулирования обеспечивает постоянство критического момента во всем диапазоне регулирования скорости. Для упрощения анализа этого закона вначале положим, что активное сопротивление обмоток статора $R_1 = 0$. Тогда в соответствии с (1.17) выражение для момента двигателя будет иметь вид:

$$M = 3 \frac{p_n U_1^2}{\omega_{0_{3ЛH}}} \Gamma \frac{\omega_p x_m^2 R_2}{(\sigma \omega_0 \omega_p x_1 x_2)^2 + (R_2 \omega_0 x_1)^2}.$$
 (1.23)

Преобразуем его в дальнейшем к виду:

$$M = 3 \frac{p_n K_1^2}{\omega_{0_{3ЛH}}} \Gamma \frac{R_2 / \omega_p}{(R_2 / \omega_p)^* + (\sigma x_2)^2} \Gamma \frac{U_1^2}{\omega_0^2}, \qquad (1.24)$$

где $K_1 = \frac{x_m}{x_1}$.

Исследуя это выражение на экстремум $\frac{{}^{*}}{M} dM / d\omega_{p}^{*} = 0$ н, определяем критическую относительную роторную частоту

$$\omega_{p\kappa}^* = \pm \frac{R_2}{\sigma x_2}.$$
 (1.25)

Подставляя (1.25) в (1.24), получим выражение для критического момента:

$$M_{\kappa} = \pm 3 \frac{p_{n}K_{1}^{2}}{\omega_{0,3,nH}} \Gamma \frac{\sigma x_{2}}{(\sigma x_{2})^{2} + (\sigma x_{2})^{2}} \Gamma \frac{U_{1}^{2}}{\omega_{0}^{2}} = \pm \frac{3}{2} \frac{p_{n}K_{1}^{2}}{\omega_{0,3,nH}} \Gamma \frac{U_{1}^{2}}{\omega_{0}^{2}}.$$
 (1.26)

Из (1.26) следует, что при принятом допущении о равенстве нулю активного сопротивления обмоток статора $R_1=0$ для поддержания постоянства критического момента необходимо обеспечить следующий закон частотного регулирования:

$$\frac{U_1}{*} = \text{const}.$$

 ω_0

В реальном двигателе активное сопротивление обмоток статора не равно нулю. Однако, как видно из схемы замещения (см. рис. 1.3), при $R_1 \neq 0$ необходимо вместо U_1 использовать напряжение за активным сопротивлением E_a . То есть в выражениях (1.24), (1.26) U_1 необходимо заменить на E_a и тогда эти выражения примут вид:

$$M = 3\Psi \frac{p_{n}K_{1}^{2}}{\omega_{0_{3,\mathcal{H}}}} \frac{R_{2}/\omega_{p}}{\frac{K_{2}}{2}} \Psi \frac{E_{a}^{2}}{\frac{K_{2}}{2}}; \qquad (1.27)$$

$$M_{\kappa} = \pm \frac{3}{2} \Psi_{\omega_{0,3,nH}} K_{1}^{2} \Psi_{\frac{k}{2}}^{2} \frac{E_{a}^{2}}{\omega_{0}^{2}}.$$
 (1.28)

Таким образом, для поддержания постоянства критического момента и тем самым перегрузочной способности АД необходимо выполнять следующий закон частотного регулирования:

$$\frac{E_a}{*} = \text{const}. \tag{1.29}$$

$$\omega_0$$

Это требует увеличивать напряжение U_1 на величину падения напряжения в обмотке статора, равного I_1R_1 . Такой способ получил название *IR*-компенсации. В свою очередь, согласно **Ошибка! За**кладка не определена.,

$$E_a = j \,\omega_0 \,\omega_{0,\text{DHH}} \,\Psi_1 \,. \tag{1.30}$$

Тогда обеспечение закона частотного регулирования (1.29) с учетом (1.30) требует поддержания постоянства потокосцепления статора $\Psi_1 = \text{const} (\omega_{0_{3ЛH}} - \text{величина постоянная}).$

$$\frac{E_a}{*} = j\omega_{0,3\pi H} \Psi_1 = \text{const.}$$
(1.31)
$$\omega_0$$

Это и определило название данного закона частотного регулирования.

Соответствующие механические характеристики для ряда значений ω_0 приведены на рис. 1.6.

Как следует из выражения (1.25), при таком законе регулирова-^{*} ния ω_{pk} есть величина постоянная при различных значениях ω_0 , а это означает, что при изменении частоты механические характеристики перемещаются параллельно самим себе. В свою очередь ω_p определяет абсолютное скольжение, которое остается постоянным при изменении частоты. При этом относительное скольжение, или просто *

скольжение, $s = \frac{\omega_p}{*}$ будет изменяться обратно пропорционально ча- ω_0

стоте напряжения питания, то есть с уменьшением частоты скольжение *s* будет расти. Поэтому при низких частотах напряжения питания двигатель может остановиться. Жесткость механической характеристики на линейном участке при изменении частоты

$$\beta = -\frac{2M_{\kappa}}{s_{\kappa}\omega_{0}} = -\frac{2M_{\kappa}}{*} = -\frac{2M_{\kappa}}{\frac{\omega_{p\kappa}}{*}\omega_{0}} = -\frac{2M_{\kappa}}{\frac{\omega_{p\kappa}}{p_{n}}}(1.32)$$



Puc. 1.6

Наконец, отметим, что в разомкнутых системах частотного электропривода вводится блок компенсации скольжения, который позволяет с ростом нагрузки увеличивать частоту напряжения питания АД и тем самым стабилизировать скорость вращения.

1.5.2. Регулирование скорости АД при постоянствепотокосцепления ротора

Согласно схеме замещения (см. рис. 1.3), введем в рассмотрение напряжение \dot{E}_{e} , обусловленное потокосцеплением ротора Ψ_{2} . Это напряжение приложено к активному сопротивлению R_{2}/s . В соответствии с (1.3) \dot{E}_{e} можно записать следующим образом:

$$E_{s} = -j\omega_{0}\omega_{0,\pi,\mu}\Psi_{2} = -j\omega_{0,\pi,\mu}\Psi_{2} = -jp_{n}\omega_{0}\Psi_{2} \qquad (1.33)$$

Напомним, что ω_0 – скорость идеального холостого хода при за-* данной относительной частоте ω_0 . Тогда мощность, выделяемая на сопротивлении R_2/s , с учетом (1.33) будет равна

$$P_{yn} = \frac{E_{\theta}^{2}}{R_{2}/s} = \frac{p_{n}^{2}\omega_{0}^{2}\Psi_{2}^{2}}{R_{2}/\frac{\omega_{0}-\omega}{\omega_{0}}} = \frac{p_{n}^{2}\Psi_{2}^{2}\omega_{0}(\omega_{0}-\omega)}{R_{2}}$$
(1.34)

Электромагнитный момент можно записать в следующем виде:

$$M = 3\Psi_{\omega_0}^{P_{3\pi}} = \frac{3\Psi_2^2 \Psi_2^2 \Psi_2^2 (\omega_0 - \omega)}{R_2}$$
(1.35)

ИЛИ

$$MR_2 = 3p_n^2 \Psi_2^2(\omega_0 - \omega)$$

Из (1.35) получим выражение для механической характеристики:

$$\omega = \omega_0 - \frac{MR_2}{3p_n^2 \Psi_2^2}.$$
 (1.36)

При $\Psi_2 = \text{const}$ эта характеристика будет линейной, как и механическая характеристика двигателя постоянного тока с независимым возбуждением. То есть механические характеристики АД при изменении частоты приложенного напряжения аналогичны механическим характеристикам двигателя постоянного тока при изменении напряжения якоря. Интересно заметить, что схему замещения двигателя постоянного тока с независимым возбуждением можно также представить в виде, приведенном на рис.1.7.



Puc. 1.7

В данной схеме $s = (\omega_0 - \omega) / \omega_0$.

Тогда мощность, выделяемая на сопротивлении R_я/s, составит

$$P_{\mathfrak{M}} = \frac{U_{\mathfrak{g}}^{2}}{R_{\mathfrak{g}}/S} = \frac{\left(C\Phi\right)^{2}\omega_{0}^{2}}{R_{\mathfrak{g}}\frac{\omega_{0}}{\omega_{0}-\omega}} = \frac{\left(C\Phi\right)^{2}\omega_{0}\left(\omega_{0}-\omega\right)}{R_{\mathfrak{g}}},\qquad(1.37)$$

а момент

$$M = P_{\mathfrak{M}} / \omega_0 = (C\Phi)^2 (\omega_0 - \omega) / R_{\mathfrak{g}}.$$
(1.38)

Из (1.38)получим известное выражение механической характеристики двигателя постоянного тока с независимым возбуждением:

$$\omega = \omega_0 - M R_{\mathfrak{g}} / (C\Phi)^2. \tag{1.39}$$

То есть введение в схему замещения двигателя модуля спеременным сопротивлением R/s позволяет отразить изменение тока, момента двигателя в функции скорости ω или противоЭДС двигателя, что является естественным для электрических двигателей.

Согласно (1.33), для подержания постоянства потокосцепления ротора Ψ_2 необходимо выполнить следующее соотношение:

$$\frac{E_B}{*} = \omega_{0_{3.7.H}} \Psi_2 = \text{const.}$$
(1.40)
$$\omega_0$$

Из векторной диаграммы двигателя (см. рис. 1.4) следует, что для обеспечения Ψ_2 =const с ростом нагрузки двигателя необходимо уве-

личивать потокосцепление статора Ψ_1 согласно следующему соотношению [13]:

$$\Psi_1 = \sqrt{\left[1 + \left(\frac{\sigma x_2}{R_2}\right)^2 \frac{*^2}{\omega_P}\right]} \cdot \frac{\Psi_2}{K_1}, \qquad (1.41)$$

где $K_1 = \frac{X_m}{X_1} < 1.$

Тогда из(1.29) получим следующий закон частотного регулирования, при котором обеспечивается постоянство потокосцепления ротора:

$$\frac{E_a}{*} = \omega_{0\,_{3ЛH}} \Psi_1, \qquad (1.42)$$

$$\omega_0$$

где Ψ_1 определяется выражением (1.41).



Puc. 1.8

Разумеется, здесь необходимо учитывать насыщение статора.

Это в свою очередь требует дополнительного повышения E_a и напряжения питания U_1 . Механические характеристики АД при Ψ_{2H} = const приведены на рис. 1.8.

$$M_{max} = 2,5 M_{\rm H}.$$

Из выражения механической характеристики (1.35) можно легко определить ее жесткость

$$\beta = \frac{dM}{d\omega} = -\frac{3p_n^2 \Psi_2^2}{R_2}.$$
 (1.43)

Видно, что она не зависит от частоты и аналогична жесткости механической характеристики двигателя постоянного тока независимого возбуждения (ДПТНВ)

$$\beta_{\rm ДПTHB} = -\left(C\Phi\right)^2 / R_{\rm s}$$

1.5.3. Другие законы частотного регулирования

Рассмотренные законы частотного регулирования (1.29) и (1.42) обеспечивают пропорциональное изменение напряжения E_{a} в функции частоты во всем диапазоне регулирования. При этом жесткость механической характеристики остается величиной постоянной при изменении частоты.

Однако при таких законах частотного регулирования требования обеспечения постоянной перегрузочной способности на низких частотах не выполняются (см. рис. 1.6, рис. 1.8). Повышение жесткости в области низких частот может быть достигнуто путем увеличения напряжения по сравнению со значениями при пропорциональном за-

коне $\frac{E_a}{\omega_0} = \frac{E_a}{f} = \text{const}$. Современные преобразователи частоты позво-

ляют задавать различные законы частотного регулирования.

Один из возможных законов приведен на рис. 1.9.



То есть в области низких частот напряжение $E_{\rm a}$ увеличивается на $\Delta E_{\rm a}$, что приводит к повышению критического момента и тем самым к жесткости механической характеристики (см. рис. 1.10).



Puc. 1.10

Для исполнительных механизмов, у которых момент нагрузки возрастает с увеличением скорости, напряжение E_a целесообразно изменять по закону $E_a = a f^n$. При n = 2 будем иметь вентиляторную характеристику (см. рис. 1.11, рис. 1.22).



Puc. 1.11



Puc. 1.12

Согласно рис. 1.12, с ростом частоты возрастает момент нагрузки, но одновременно и увеличивается электромагнитный момент двигателя, поскольку повышается напряжение питания.

Возможно и двухзонное регулирование скорости, когда частота и скорость превышаютноминальные значения, а напряжение остается на номинальном уровне. То есть в первой зоне E_a меняется пропорци-

онально частоте, а во второй ($f > f_{\rm H}$) – остается равным номинальному значению (см. рис. 1.13).



Puc. 1.14

Ясно, что во второй зоне будет происходить уменьшение электромагнитного момента двигателя (см. рис. 1.14). Напомним, что для постоянства критического момента необходимо, чтобы $E_a/f = \text{const.}$

Такой способ регулирования можно использовать, когда момент нагрузки $M_c = f(\omega)$ уменьшается во второй зоне.

Наконец отметим, что способ регулирования скорости при постоянной мощности реализуется путем изменения напряжения пропорционально \sqrt{f} . При этом электромагнитный момент двигателя, пропорциональный E_a^2/f^2 , будет изменяться обратно пропорционально *f*, а мощность, пропорциональная произведению момента и частоты, будет оставаться постоянной.

В обширной литературе по частотно-регулируемому асинхронному приводу рассматриваются и другие законы частотного регулирования.

В принципе в современных преобразователях частоты можно задать любой требуемый закон регулирования.

1.6. СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Рассмотренные законы частотного регулирования могут быть реализованы построением соответствующих систем регулирования скорости АД. При этом реализуются системы регулирования скорости при поддержании постоянства потокосцепления статора или ротора в установившимся режиме [13]. Рассмотрим систему регулирования скорости, обеспечивающую постоянство потокосцепления ротора. Функциональная схема такой системы приведена на рис. 1.15.



Puc. 1.15

Система выполнена с использованием автономного инвертора напряжения АИ, которому придаются свойства инвертора тока. Это достигается построением контуров регулирования мгновенного значения тока с использованием регуляторов тока РТ, на входы которых поступают сдвинутые на 120° синусоидальные сигналы задания тока статора i_{1A}^* , i_{1B}^* , i_{1C}^* . Для пояснения принципа формирования этих сигналов найдем зависимость, определяющую требуемый закон изменения тока статора, при котором обеспечивается регулирование при постоянстве потокосцепления ротора. Из анализа основных уравнений АД в установившемся режиме и векторной диаграммы можно получить следующие соотношения для амплитуды и фазы тока статора [13].

$$I_{1} = \omega_{0_{3ЛH}} \sqrt{1 + \frac{\mathcal{K}^{*}}{\mathcal{M}}_{p}} \frac{x_{2}}{R_{2}} \frac{\mathcal{I}_{2}}{\mathcal{I}_{1}} \frac{\mathcal{\Psi}_{2}}{x_{m}}, \qquad (1.44)$$

$$\delta = \operatorname{arctg}\left(\omega_{p}^{*} \frac{x_{2}}{R_{2}}\right). \tag{1.45}$$

Напомним, что δ – угол между потокосцеплением ротора Ψ_2 и то-
ком статора I_1 .

При этом сдвиг вектора I_1 относительно Ψ_2 определяется значением частоты роторной ЭДС ω_p , то есть моментом нагрузки двигателя. В режиме идеального холостого хода $\omega_p = 0$, и вектора тока статора и потокосцепления совпадают по фазе. По мере увеличения момента нагрузки ω_p растет, и угол δ повышается.

Тогда угол поворота вектора тока статора определяется как сумма векторов $\hat{\theta}_{0}^{*} + \hat{\delta}$, где $\hat{\theta}_{0}^{*} = \int_{0}^{t} \omega_{0,3,7} dt$.

В схеме (см. рис. 1.15) функциональные преобразователи ФП1 и ФП2 реализуют соответственно нелинейную зависимость(1.45) и(1.44) * .Сигнал задания частоты $\omega_{0_{3,7}}^*$ формируется как сумма сигнала скорости ω , снимаемого с датчика скорости ДС, и сигнала на выходе регулятора скорости РС, пропорционального частоте роторной ЭДС ω_p . На входе РС сравниваются между собой сигнал задания скорости ω и сигнал обратной связи по скорости ω .

Сигнал $\omega_{0_{237}}$ интегрируется цифровым интегратором, вследствие чего сигнал на его выходе равен углу θ_0 , отсчитываемому в пределах от 0 до 2π . Блок ФСС позволяет формировать трехфазные синусоидальные сигналы задания тока статора с требуемыми частотой и фазой, которые затем умножаются на требуемую амплитуду I_1 . Тогда, например, с ростом нагрузки АД скорость ω уменьшается, что приводит к повышению сигнала ω_p на выходе *PC*, вследствие чего увеличиваются по требуемым законам частота, амплитуда и фаза токастатора. В результате скорость вращения ω восстанавливается на заданном уровне. Напомним, что введение функциональных преобразователей в систему регулирования обеспечивает поддержание постоянства потокосцепления ротора в статике.

36

1.7. ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫМ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

1.7.1. Векторная математическая модель асинхронного двигателя

Рассмотренные ранее способы частотного регулирования асинхронным электроприводом обеспечивают поддержание регулируемых переменных (потокосцепление статора, ротора, момента, скорости и т.д.) в установившихся режимах. Однако в переходных режимах регулируемые переменные не остаются постоянными, что отрицательно сказывается на динамике привода. Поэтому там, где требуется высокое быстродействие, конкурирующее с приводом постоянного тока, используются системы векторного управления, называемые также системами с управлением по вектору поля. Векторное управление в АД реализуется изменением мгновенных значений напряжения, тока, вращающегося вектора с учетом динамических характеристик АД.

Динамические процессы в асинхронном двигателе описываются в векторной форме с использованием обобщенного вектора и вращающейся системы координат [4]. На рис. 1.16 приведена структурная схема асинхронного двигателя в обобщенных векторах при ориентации вещественной оси α вращающейся системы координат α – β по вектору потокосцепления ротора [13]. Напомним, что при таком описании динамики электроприводов переменного тока все переменные на структурной схеме являются сигналами постоянного тока (с этой целью и вводят систему координат, вращающуюся с синхронной скоростью).

На структурной схеме приняты следующие обозначения:

 $U_{1\alpha}, U_{1\beta}, i_{1\alpha}, i_{1\beta}$ – проекции обобщенных векторов напряжения и тока статора \vec{U}_1, \vec{i}_1 на оси вращающейся системы координат.

Под $i_{1\beta}$, $i_{1\alpha}$ будем понимать соответственно активную и реактивную составляющие тока статора в выбранной системе координат α - β .

При этом модули напряжения и тока статора составят:

$$U_{1} = \sqrt{U_{1\alpha}^{2} + U_{1\beta}^{2}};$$
$$i_{1} = \sqrt{i_{1\alpha}^{2} + i_{1\beta}^{2}}.$$

На рис. 1.16 Ψ_2 – потокосцепление ротора. При ориентации вещественной оси α по вектору $\dot{\Psi}_2$ получим, что $\vec{\Psi}_2 = \Psi_{2\alpha} = \Psi_2$, $\Psi_{2\beta} = 0$. Согласно структурной схеме, потокосцепление Ψ_2 регулируется за счет изменения реактивной составляющей тока статора $i_{1\alpha}$. Причем контур регулирования Ψ_2 содержит апериодическое звено с постоянной времени T_2 , аналогичной постоянной времени обмотки возбуждения двигателя постоянного тока, а $i_{1\alpha}$ аналогичен току возбуждения.

$$i_1 = \sqrt{i_{1\alpha}^2 + i_{1\beta}^2}.$$

*М*_д – электромагнитный момент двигателя, который определяется следующим образом:

$$M_{o} = 3p_{n}K_{2}i_{1\beta}\Psi_{2}/2 = C_{A}i_{1\beta}\Psi_{2}, \qquad (1.46)$$

где $C_A = 3 p_n K_2 / 2$,

 p_n – число пар полюсов.



Puc. 1.16

Заметим, что выражение для электромагнитного момента асинхронного двигателя аналогично выражению для определения момента двигателя постоянного тока [4]:

$$M_{\partial} = C \Phi i_{g}, \qquad (1.47)$$

где С – конструктивный коэффициент;

 Φ – поток возбуждения;

*i*_я – ток якоря двигателя постоянного тока.

Из выражений (1.46) и (1.47) видно, что активная составляющая тока статора асинхронного двигателя $i_{1\beta}$ играет роль, аналогичную току якоря двигателя постоянного тока i_{s} , потокосцепление ротора Ψ_2 аналогично потоку возбуждения Φ , а C_A аналогично C. Тогда становится понятно, что повышение быстродействия асинхронного электропривода при векторном управлении является результатом того, что в переходных режимах можно поддерживать постоянство потокосцепления ротора Ψ_2 , благодаря чему электромагнитный момент изменяется так быстро, как быстро изменяется составляющая тока статора $i_{1\beta}$ (аналогично с тем, как изменяется электромагнитный момент с изменением тока якоря i_s в двигателе постоянного тока с независимым возбуждением). При обычном (скалярном) частотном управлении асинхронным двигателем, изменяя ток статора i_1 , мы будем изменять с большой инерционностью и потокосцепление, в результате появляется большая инерционность в регулировании момента.

Пусть:

*M*_c – момент нагрузки;

J-момент инерции;

ω – скорость вращения ротора асинхронного двигателя;

 $\omega_{0 \Im \pi} - у \Gamma$ ловая скорость поля;

 $\omega_{\rm p}$ – частота роторной ЭДС, которая рассчитывается через проекцию $i_{1\beta}$ вектора тока статора на ось β и потокосцепление ротора Ψ_2 ,

$$\omega_p = \frac{K_2 R_2 i_{1\beta}}{\Psi_2}.$$

Тогда $\omega_{0 \Im \Pi} = \omega p_n + \omega_p$, и скольжение будет равно

$$s = \frac{\omega_{0,\beta,\pi} - p_n \omega}{\omega_{0,\beta,\pi}} = \frac{\omega_p}{\omega_{0,\beta,\pi}}.$$
 (1.48)

Входными (управляющими) воздействиями являются напряжения $U_{1\alpha}$ и $U_{1\beta}$, а выходными (регулируемыми) переменными являются потокосцепление ротора Ψ_2 и электромагнитный момент M_{μ} .

При регулировании скорости выходной переменной является скорость вращения ω. Заметим, что имеется два управляющих воздействия U1α, U1β или вектор управляющих воздействий

$$\overset{\mathbf{r}}{\mathbf{U}}_{1} = U_{1\alpha} + jU_{1\beta}, \overset{\mathbf{r}}{\mathbf{U}}_{1} = \begin{vmatrix} U_{1\alpha} \\ U_{1\beta} \end{vmatrix}$$

Поэтому понятие «векторное управление» можно объяснить тем обстоятельством, что асинхронный двигатель представляет собой двухмерный объект управления с вектором управляющих воздействий $\vec{U}_1 = \begin{bmatrix} U_{1\alpha}, U_{1\beta} \end{bmatrix}^T$ и вектором регулируемых координат $V = \begin{bmatrix} \Psi_2, M_{\beta} \end{bmatrix}^T$.

При этом (как уже отмечалось) для независимого изменения $U_{1\alpha}$, $U_{1\beta}$ в реальной системе частотного регулирования асинхронного двигателя с векторным управлением необходимо одновременно регулировать напряжение и фазу статорного напряжения U_1 .

В структурной схеме двигателя существуют перекрестные связи между каналами формирования потокосцепления Ψ_2 и электромагнитного момента $M_{\rm d}$. Эти перекрестные связи обусловлены суммарным, общим падением напряжения в обмотке статора от токов $i_{1\alpha}$ и $i_{1\beta}$ и отражены блоками $\omega_{03\pi}$ σ $T_1 R_1 i_{1\beta}$ и $\omega_{03\pi}$ σ $T_1 R_1 i_{1\alpha}$.

В этом случае $\omega_{0,3,\pi} \sigma T_1 R_1 i_{1,\beta} = \omega_{0,3,\pi} \frac{\sigma L_1}{R_1} R_1 i_{1,\beta} = \sigma X_1 i_{1,\beta}$ падение напряжения по оси α от тока $i_{1,\beta}$, а $\omega_{0,3,\pi} \sigma T_1 R_1 i_{1,\alpha} = \sigma X_1 i_{1,\alpha}$ падение напряжения по оси β от тока $i_{1,\alpha}, X_1 = \omega_{0,3,\pi} L_1$.

Подчеркнем, что в асинхронном двигателе отсутствует отдельный канал регулирования магнитного потока и, следовательно, токи $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$ протекают по общей обмотке и создают суммарныепадения напряжения.

1.7.2. Расчет параметров структурной схемы асинхронного двигателя при векторном управлении

Параметры структурной схемы, приведенной на рис. 1.16, рассчитываются через каталожные данные асинхронного двигателя, которые должны содержать:

 U_{1H} – номинальное напряжение;

*I*_{1н}- номинальный ток;

 $f_{\rm H}$ – номинальную частоту;

p_n – число пар полюсов;

 R_1 – активное сопротивление обмотки статора;

 R_2 – активное сопротивление обмотки ротора;

L_m – основная индуктивность намагничивания от полезного потока;

 $L_{1\sigma}$ – индуктивность обмотки статора от потока рассеяния;

 $L_{2\sigma}$ – индуктивность обмотки ротора от потока рассеяния.

На основании этих данных рассчитываются:

полная индуктивность фазы статора при разомкнутой цепи ротора

$$L_1 = L_m + L_{1\sigma};$$

полная индуктивность фазы ротора при разомкнутой цепи статора

$$L_2 = L_m + L_{2\sigma};$$

коэффициент рассеяния машины

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

Далее рассчитываются следующие параметры структурной схемы: постоянные времени

$$T_1 = L_1 / R_1; T_2 = L_2 / R_2;$$

коэффициенты передачи

$$K_1 = L_m / L_1; K_2 = L_m / L_2.$$

Тогда

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} = 1 - K_1 K_2.$$

Проведем расчет параметров структурной схемы для асинхронного двигателя со следующими каталожными данными:

$$P_{\rm H} = 10 \text{ кBt}, U_{1{\rm H}} = 380 \text{ B}, I_{1{\rm H}} = 19 \text{ A}, f_{\rm H} = 50 \text{ Гц},$$

 $n_{\rm H} = 1470 \text{ об/мин}, M_{\rm H} = 65,4 \text{ H·м}, J = 0,23 \text{ кг·м}^2, P_{\Pi} = 2,$
 $R_1 = 0,7 \text{ Ом}, R_2 = 0,45 \text{ Ом},$
 $L_m = 0,104 \text{ Гн}, L_{1\sigma} = 0,0043 \text{ Гн}, L_{2\sigma} = 0,0054 \text{ Гн}.$

На основании каталожных данных рассчитываем полную индуктивность фазы статора при разомкнутой цепи ротора

$$L_1 = L_m + L_{1\sigma} = 0,104 + 0,0043 = 0,1083 \ \Gamma H,$$

затем полную индуктивность фазы ротора при разомкнутой цепи статора

$$L_2 = L_m + L_{2\sigma} = 0,104 + 0,0054 = 0,1094 \ \Gamma \text{H}$$

и коэффициент рассеяния машины

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} = 1 - \frac{0.104^2}{0.108340.1094} = 1 - \frac{0.0108}{0.01184} = 1 - 0.92 = 0.08.$$

Далее рассчитываются следующие параметры структурной схемы: постоянные времени:

$$T_1 = L_1 / R_1 = 0,1083 / 0,7 = 0,155 c;$$

 $T_2 = L_2 / R_2 = 0,1094 / 0,45 = 0,243 c;$
 $\sigma T_1 = 0,155 \times 0,08 = 0,0124c,$
коэффициенты передачи:
 $K_1 = L_m / L_1 = 0,104 / 0,1083 = 0,96;$
 $K_2 = L_m / L_2 = 0,104 / 0,1094 = 0,95;$
 $C_A = 3 P_\Pi K_2 / 2 = 3 \times 2 \times 0,95 / 2 = 2,85.$

Согласно структурной схеме, инерционность изменения составляющих тока статора $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$ при изменении напряжений $U_{1\alpha}$, $U_{1\beta}$ определяется постоянной времени σT_1 , что намного меньше T_1 , то есть эта инерционность обусловлена индуктивностью от потока рассеяния обмотки статора.

В свою очередь инерционность изменения потокосцепления ротора Ψ_2 при изменении $i_{1\alpha}$ будет определяться постоянной времени T_2 , которая намного больше σT_1 . Подчеркнем, что все сказанное будет выполняться без учета перекрестных связей между каналами формирования потокосцепления ротора Ψ_2 и момента M_{d} . При этом также не учитывается связь по ЭДС двигателя, которая на структурной схеме отражена блоком $K_2 \omega_{0,3n} \Psi_2$.

При поддержании постоянства Ψ_2 инерционность при регулировании момента будет определяться небольшой постоянной времени σT_1 , что и является основным преимуществом векторного управления.

Заметим, что при векторном управлении используется информация о мгновенных значениях пространственных векторов и система управления асинхронным двигателем строится аналогично системе управления двигателем постоянного тока.

1.7.3. Функциональная схема системы векторного управления асинхронным электроприводом

Функциональная схема системы векторного управления частотно-регулируемым асинхронным электроприводом приведена на рис. 1.17. автономный Она содержит инвертор напряжения с ШИМ, которому придаются свойства инвертора тока. Это достигается путем введения контуров регулирования мгновенных значений токов фаз с регуляторами тока РТ. Входными сигналами для контуров тока служат сигналы задания мгновенных значений токов в статорных обмотках \overline{i}_{1A}^* , \overline{i}_{1B}^* , \overline{i}_{1C}^* .

Система управления построена как двухмерная, двухканальная, включающая канал управления потокосцеплением ротора с регулятором потока $P\Pi_T$ и канал регулирования скорости с регулятором *PC*. В свою очередь контур регулирования скорости построен с подчиненным контуром момента и регулятором момента *PM*.

44



Puc. 1.17

Наличие канала управления потокосцеплением ротора позволяет или поддерживать постоянство Ψ_2 , или, если это требуется, менять его по определенному закону.

Истинное значение скорости определяется датчиком скорости *ДС*, значения потокосцепления ротора и момента двигателя вычисляются в динамической модели двигателя в соответствии с выражениями:

$$\overline{\Psi}_2 = \frac{L_m}{T_2 p + 1} \overline{i}_{1\alpha};$$
$$\overline{M} = \frac{3}{2} p_n k_2 \overline{\Psi}_2 \overline{i}_{1\beta}$$

«Крышкой» отмечено, что данная величина непосредственно не измеряется, а рассчитывается в модели. Значение угла поворота вращающейся системы координат относительно неподвижной $\overline{\theta}_c$ определяется следующим образом:

$$\overline{\theta}_{c} = \prod_{0}^{t} \overline{\omega}_{0,m} dt = \prod_{0}^{t} (p_{n}\omega + \overline{\omega}_{p}) dt.$$

При этом регуляторы потокосцепления и момента асинхронного электропривода строятся во вращающейся системе координат α–β, где все переменные являются сигналами постоянного тока. Между тем, в реальном электродвигателе напряжение и токи представляют собой трехфазные системы переменного тока. Поэтому в систему векторного управления введены функциональные блоки для преобразования трехфазной системы в двухфазную в неподвижной системе координат, и далее – для преобразования двухфазной системы в проекции обобщенного вектора на оси вращающейся системы координат. Эти преобразования осуществляются по каналу обратной связи. По каналу задания проводятся обратные преобразования.

1.7.4. Преобразование трехфазной системы в двухфазнуюх–у в неподвижной системе координат

Обобщенный вектор тока статора в неподвижной системе координат записывается в виде

$$\tilde{I}_{1x-y} = \frac{2}{3}(i_{1A} + i_{1B}e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{1C}e^{j\frac{4\pi}{3}}) = \frac{2}{3}\left[i_{1A} - \frac{1}{2}(i_{1B} + i_{1C}) + j\frac{\sqrt{3}}{2}(i_{1B} - i_{1C})\right],$$

где i_{1A} , i_{1B} , i_{1C} – мгновенные значения токов в обмотках статора. С другой стороны, этот вектор может быть записан в виде проекции на оси *x* и *y* двухфазной системы координат

$$Y_{1x-y}^{0} = i_{1x} + ji_{1y}$$

Приравнивая вещественные и мнимые части этих выражений, получим

$$i_{1x} = \frac{2}{3} \left[i_{1A} - \frac{1}{2} (i_{1B} + i_{1C}) \right] = i_{1A}; \quad i_{1y} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{1B} - i_{1C}).$$

Упрощение первого выражения достигнуто добавлением и вычитанием (в квадратных скобках) $i_{1A}/2$ с учетом равенства $i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0$.

1.7.5. Преобразование двухфазной системы в проекции обобщенного вектора на оси вращающейся системы координат

Для некоторого вектора \mathcal{D}^{ϵ} формула перехода из неподвижной системы координат во вращающуюся имеет вид

$$\tilde{Q}_{x-y} = \tilde{Q}_{\alpha-\beta} e^{j\theta_C} \, ,$$

где θ_{C} – мгновенное значение угла поворота системы координат α – β относительно системы *x*–*y*. На основании этого выражения для вектора тока статора можно записать

$$\begin{aligned} \gamma_{0}^{\bullet} &= \gamma_{1x-y}^{\bullet} e^{-j\theta_{C}};\\ i_{1\alpha} + j i_{1\beta} &= (i_{1x} + j i_{1y}) (\cos\theta_{C} - j \sin\theta_{C}), \end{aligned}$$

тогда

$$i_{1\alpha} = i_{1x} \cos \theta_C + i_{1y} \sin \theta_C;$$

$$i_{1\beta} = -i_{1x} \sin \theta_C + i_{1y} \cos \theta_C.$$

Преобразование проекций обобщенного вектора на оси вращающейся системы координат в двухфазную систему.

Воспользовавшись выражением $\tilde{I}_{1x-y} = \tilde{I}_{1ax-\beta}e^{j\theta_C}$, можно получить

$$i_{1x} = i_{1\alpha} \cos\theta_C - i_{1\beta} \sin\theta_C;$$

$$i_{1y} = -i_{1\alpha} \sin\theta_C + i_{1\beta} \cos\theta_C.$$

1.7.6. Преобразование двухфазной системы в трехфазную

Поскольку $i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0$, мгновенное значение тока фазы A

 $i_{1A} = -(i_{1B} + i_{1C}).$

Учитывая, что $i_{1A} = i_{1x}$, можно записать:

$$i_{1x} = -(i_{1B} + i_{1C});$$

 $i_{1y} = (i_{1B} - i_{1C}) / \sqrt{3}.$

Тогда:

$$i_{1A} = i_{1x};$$

$$i_{1B} = -(i_{1x} - \sqrt{3} i_{1y}) / 2;$$

$$i_{1C} = (i_{1x} + \sqrt{3} i_{1y}) / 2.$$

Вычисления по приведенным формулам выполняются микропроцессорной системой в реальном времени. Мгновенное значение угла θ_C рассчитывается так:

$$\theta_C = \int_0^t \omega_{0,n} dt = \int_0^t (\omega_{0,n} p_n + \omega_p) dt.$$

работает следующим образом. При Система изменении(например, увеличении) сигнала задания скорости возрастает сигнал задания момента $\overline{M}^*_{\partial}$, что приводит к увеличению сигнала $\overline{i_{l_B}}^*$ и составляющей тока статора $\overline{i}_{1\beta}$. Тогда в реальном электродвигателе увеличиваются модули мгновенных значений (модули вращающихся векторов) напряжения U_1 и тока i_1 статора. При этом с целью обеспечения постоянства потокосцепления ротора Ψ_2 также изменяется фаза *i*₁ по отношению к Ψ_2 таким образом, чтобы обеспечивать $i_{1\alpha}$ = const. Еще раз подчеркнем, что управление осуществляется мгновенным значением модуля и фазы пространственного вектора в течение одного оборота. Далее при неизмененном потокосцеплении ротора увеличивается сигнал $\overline{\omega}_{p}$, а вместе с ним и сигнал задания частоты в виде увеличения темпа изменения θ_{C} . То есть частота инвертора регулируется векторной системой управления и ее нельзя изменить произвольным образом.Если момент нагрузки двигателя постоянен, то новое равновесное состояние будет достигнуто при прежнем значении момента двигателя и тока $i_{1\beta}$, то есть при $\overline{\omega}_p$, и новых значениях частоты на выходе преобразователя $\omega_{03\pi}$ и скорости двигателя ω .

1.8. СИНТЕЗ СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Согласно структурной схеме (см. рис. 1.16), асинхронный электродвигатель представляет собой двухмерный (двухсвязный) объект управления.

Поэтому система управления асинхронным электроприводом в строгой постановке задачи должна синтезироваться в классе многомерных оптимальных систем [8]. Однако при построении автоматизированных электроприводов переменного тока проводят компенсацию нелинейных перекрестных связей объекта, и синтез систем управления проводится раздельно для каналов регулирования [10, 12]. При этом развязка каналов регулирования дополнительно линеаризует объект управления.

В соответствии с функциональной схемой (см. рис. 1.17) и структурной схемой (см. рис. 1.16) асинхронного двигателя на рис. 1.18 приведена структурная схема системы векторного управления асинхронным электроприводом, построенная по принципу подчиненного регулирования. Три действительных контура регулирования фазных токов статора с регуляторами *PT* заменяются на структурной схеме двумя эквивалентными «фиктивными» контурами во вращающейся системе координат α – β с регуляторами $W_{\text{рт }\alpha}$, $W_{\text{рт }\beta}$.

Однако необходимо помнить, что в реальной системе управления электроприводом на вход контура регулирования фазного токапоступает сигнал переменного тока.

Этот сигнал является синусоидальным в установившихся режимах работы электропривода.

49





В переходных режимах этот сигнал является сигналом переменного тока с произвольной частотой, фазой и амплитудой и контур регулирования фазного тока следует оптимизировать как следящую систему при случайном входном воздействии [2]. Поэтому контуры регулирования фазных токов рассчитываются как система постоянного тока. С учетом того, что все остальные регуляторы (потокосцепления, момента) проектируются во вращающейся системе координат α – β (где все переменные являются сигналами постоянного тока), система векторного управления асинхронным электроприводом рассчитывается аналогично системеуправления электроприводом постоянного тока. Наличие быстродействующих токовых контуров уменьшает связанность каналов регулирования потокосцепления ротора Ψ_2 и электромагнитного момента $M_{\rm a}$.

1.8.1. Расчет регуляторов СПР. Контур регулирования тока фазы

Согласно рис. 1.18, структурная схема контура регулирования тока в осях α–β приведена на рис. 1.19.



Puc. 1.19

В состав объекта управления этого контура входит автономный инвертор напряжения с передаточной функцией $K_{AU}/(T_{\mu}p+1)$ и цепь обмотки статора с индуктивностью от потока рассеяния, передаточная функция которой $1/(R_1 (\sigma T_1 p+1))$, где T_{μ} – малая постоянная времени, принимается равной 1/f, где f– частота ШИМ-инвертора $(f = 1 \ \kappa\Gamma \mu \ u \ 6 \ 5 \ cm)$.

Контур тока настраивается на технический оптимум. Тогда желаемая передаточная функция разомкнутого контура будет иметь вид:

$$W_{\mathcal{K}T}(p) = \frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)} = W_{PT}(p) \cdot \frac{K_{AH}}{T_{\mu}p+1} \cdot \frac{1}{R_{1}(\sigma T_{1}p+1)} \cdot K_{T}. \quad (1.49)$$

Тогда передаточная функция регулятора тока

$$W_{PT}(p) = \frac{R_{1}(\sigma T_{1}p + 1)}{2T_{\mu}p \Psi_{AH} \Psi_{T}},$$
(1.50)

гдеКАИ – коэффициент передачи инвертора напряжения с ШИМ;

К_т – коэффициент передачи датчика тока.

Согласно выражению (1.50), регуляторами токов фаз являются ПИ-регуляторы.

Передаточная функция замкнутого контура тока имеет вид

$$W_{3T}(p) \approx \frac{1}{2T_{\mu}p+1} \cdot \frac{1}{K_T}.$$

1.8.2. Контур регулирования потокосцепления ротора Ψ_2

Как следует из структурной схемы, представленной на рис. 1.18, в состав объекта управления контура регулирования потокосцепления ротора Ψ_2 входят замкнутый контур регулирования тока и звено с передаточной функцией $L_m / (T_2 p + 1)$. Структурная схема контура регулирования Ψ_2 с передаточной функцией регулятора потокосцепления ротора $W_{pn}(p)$ приведена на рис.1.20.



Puc. 1.20

Контур регулирования Ψ_2 настраивается на технический оптимум. Тогда желаемая передаточная функция разомкнутого контура будетиметь вид

$$W_{\mathcal{K}\Pi}(p) = \frac{1}{4T_{\mu}p(2T_{\mu}p+1)} =$$
$$= W_{P\Pi}(p)\Psi \frac{1}{(2T_{\mu}p+1)K_{T}}\Psi L_{m}\Psi \frac{1}{T_{2}p+1}\Psi K_{\Pi},$$

откуда передаточная функция регулятора потокосцепления

$$W_{P\Pi}(p) = \frac{(T_2 p + 1)K_T}{4T_{\mu} p \Psi_m \Psi_m}, \qquad (1.51)$$

где *К*_П – коэффициент передачи датчика потокосцепления.

Итак, согласно выражению (1.51), регулятором потокосцепления является *ПИ*-регулятор.

1.8.3. Контур регулирования момента

Согласно структурной схеме, приведенной на рис. 1.18, в состав объекта управления контура регулирования момента $M_{\rm д}$ входят замкнутый контур регулирования тока и звено с коэффициентом передачи $C_A \Psi_2$. Структурная схема контура регулирования $M_{\rm d}$ с передаточной функцией регулятора момента $W_{\rm pm}(p)$ приведена на рис. 1.21.



Puc. 1.21

Контур регулирования $M_{\rm d}$ настраивается на технический оптимум. Тогда желаемая передаточная функция разомкнутого контура будетиметь вид

$$W_{\mathcal{K}M}(p) = \frac{1}{4T_{\mu}p(2T_{\mu}p+1)} = W_{PM}(p)\Psi \frac{1}{(2T_{\mu}p+1)K_{T}}\Psi_{A}\Psi_{2}\Psi_{M}$$

откуда передаточная функция регулятора момента равна

$$W_{PM}(p) = \frac{K_T}{4T_{\mu}p \cdot C_A \Psi_2 \cdot K_M},$$
(1.52)

где К_м – коэффициент передачи датчика момента.

Согласно выражению (1.52), регулятором момента $M_{\rm д}$ является *И*-регулятор.

Напомним, что величина, пропорциональная электромагнитному моменту двигателя, рассчитывается в векторной модели асинхронного двигателя. Передаточная функция регулятора момента $W_{pM}(p)$ зависит от потокосцепления ротора Ψ_2 . При этом в первой зоне регулирования скорости (вниз от основной) потокосцепление ротора Ψ_2 поддерживается на постоянном уровне. Однако во второй зоне регулирования скорости (вверх от основной) потокосцепление ротора Ψ_2 будет уменьшаться, поскольку в этой зоне увеличивается только частота напряжения, приложенного к статору, а уровень напряжения остается неизменным (номинальным). Поэтому с изменением Ψ_2 необходимо в соответствии с (1.52) перестраивать регулятор момента. В [12] предлагается вводить в контур регулирования момента нелинейное звено типа «деление».

Передаточная функция замкнутого контура момента имеет вид

$$W_{3M}(p) \gg \frac{1}{4T_{\mu}p+1} \Psi \frac{1}{K_{M}}.$$

1.8.4. Контур регулирования скорости

В состав объекта управления контура регулирования скорости входят замкнутый контур регулирования момента и звено с коэффи-

циентом передачи 1/Jp Структурная схема контура регулирования скорости с передаточной функцией регулятора скорости $W_{pc}(p)$ приведена на рис. 1.22.



Контур регулирования скорости настраивается на симметричный оптимум. Тогда желаемая передаточная функция разомкнутого контура будет иметь вид

$$W_{\mathcal{K}C}(p) = \frac{1}{8T_{\mu}p(4T_{\mu}p+1)} \Psi_{16T_{\mu}}^{16T_{\mu}p+1} = W_{PC}(p)\Psi_{(4T_{\mu}p+1)K_{M}}^{1}\Psi_{Jp}^{1}\Psi_{C},$$

откуда передаточная функция регулятора скорости

$$W_{PC}(p) = \frac{(16T_{\mu}p + 1)K_{M}J}{128T_{\mu}^{2}p\Psi K_{C}},$$
(1.53)

где *K*_с – коэффициент передачи датчика скорости.

Регулятором скорости является ПИ-регулятор.

1.9. ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ

- 1. Как определить ЭДС асинхронного электродвигателя?
- 2. Какова схема замещения асинхронного электродвигателя?Нарисуйте ее.
- 3. Что такое $x_{1\sigma}$, $x_{2\sigma}$ и чем они различаются?

4. Дайте определение x_{μ} . Чем оно отличается от $x_{1\sigma}$ и $x_{2\sigma}$?

5. Что такое скольжение *s* асинхронного электродвигателя? Запишите выражение для его определения.

6. Запишите уравнения Кирхгофа для обоих контуров схемы замещения.

7. Что такое потокосцепление катушки?

8. Нарисуйте векторную диаграмму асинхронного электродвигателя.

9. Приведите выражение для момента асинхронного электродвигателя.

10. Объясните, почему с уменьшением частоты питающего напряжения АД при законе регулирования скорости $U_1 / f = \text{const}$ снижается критический момент.

11. Какие меры необходимо принять для поддержания критического момента АД при регулировании скорости изменением частоты?

12. В чем состоит особенность регулирования скорости АД при постоянстве потокосцепления статора?

13. Как реализовать принцип регулирования скорости АД при постоянстве потокосцепления статора?

14. Объясните достоинства принципа регулирования скорости АД при постоянстве потокосцепления ротора.

15. Каким образом осуществляется двухзонное регулирование скорости АД?

16. В чем состоит основное достоинство векторного управления АД?

17. Для чего в векторном управлении АД используется вращающаяся система координат?

18. Объясните принцип формирования угла θ_C при векторном управлении АД.

19. Регулятор какого типа используется в системе подчиненного регулирования тока фазы?

2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ, МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ СИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

2.1. КОНСТРУКЦИЯ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯБЕЗ ДЕМПФЕРНОЙ ОБМОТКИ

Конструкция статора синхронногодвигателя не отличается от конструкции статора асинхронного двигателя. На нем располагаетсятакая



же трехфазная обмотка, как в асинхронном двигателе. При питании обмотки от трехфазного источника напряжения $\sim U_1$ токи, протекающие в ней, создают магнитное поле, вращающееся с синхронной скоростью.

Конструкция ротора синхронной машины существенно отличается от конструкции ротора асинхронногодвигателя тем, что на роторе расположена однофазная обмотка возбуждения, которая питается от источника постоянного тока*Us*. Наличие постоян-

ного тока возбуждения *Ів*приводит к возникновению собственногомагнитного поля ротора, неподвижного относительно ротора. Это поле сцепляется свращающимся полем статора и заставляет ротор вращаться стой же скоростью, что и поле статора.

Символ синхронного двигателя и его подключения показаны на рис. 2.1.

Синхронные двигатели в зависимости от их конструктивного исполнения подразделяются на двигатели с явнополюсным и неявнополюсным роторами.

Ротор с явно выраженными полюсами (рис. 2.2, a) используют в тихоходных машинах, а с неявно выраженными (рис. 2.2, δ)— в быстроходных, так как при больших скоростях вращения трудно обеспечить достаточную прочность явнополюсной конструкции, и, кроме того, она создаёт большие вентиляционные потери.



Puc.2.2

На полюсы 1 устанавливают катушки обмотки 2, которая через контактные кольца 3и скользящие по ним щётки (на рисунке не показаны) подключается к источнику постоянного тока. Протекающий в обмотке ток возбуждает магнитное поле ротора, поэтому эта обмотка называется обмоткой возбуждения. В неявнополюсных роторах обмотку возбуждения укладывают в пазы сердечника аналогично обмотке фазных роторов асинхронных двигателей.

На рис. 2.3 показаны сечения роторов для явно- (a) и неявнополюсной(б) машины с направлением токов в обмотке ротора и формируемых ими магнитных потоков.



Скорость двигателя в установившемся режиме всегда равна синхронной скорости ω_0 , которая однозначно определяется значением частоты напряжения питания и числом пар полюсов обмотки статора, т.е. равна $\omega_{0_{3л}}/p_n$, мгновенное отклонение скорости двигателя от синхронной имеет место лишь в переходных процессах, вызванных, например, изменением нагрузки на валу двигателя. После окончания переходного процесса при условии, что момент нагрузки не превышает некоторого максимально допустимого значения, скорость вновь возвращается к значению ω_0 .

Если к ротору приложить вращающий момент M_{Γ} , действующий в направлении вращения, то между осями магнитных полей возникнет



Puc. 2.4

рассогласование ϑ_{Γ} (рис. 2.4, *б*). Изменится фаза ЭДС, наводимой полем ротора в обмотках статора, что приведёт к изменению фазных токов и к появлению вращающего момента, препятствующего рассогласованию, т.е. тормозного момента. Если действующий на ротор внешний вращающий момент сохраняет свою величину, то он будет уравновешен тормозным моментом и ротор будет вращаться с постоянным опережающим смещением ϑ_{Γ} . При этом механическая энергия внешнего двигателя, вращающего ротор, будет преобразовываться в электрическую и передаваться в сеть, питающую фазные обмотки.

Вслучаедействиянаротортормозногомомента*M*_дполероторасместитсянаугол ϑ_{d} , картинаизменится всторонузапаздывания(рис. 2.4,*в*)ифазныетокибудутсоздаватьмомент,разгоняющийротор.

59

Приэтомстаторбудетпотреблятьизпитающейсетимощность, необходимуюдляуравновешиваниятормозногомомента, действую щегонаротор, т.е. синхронная машина будетработать врежимедвигателя.

Такимобразом, переходотрежимагенераторакрежимудвигателяв синхронноймашинепроисходитпринеизменнойскоростивращениявзависимостиотхарактеравоздействиянаеёвал.

В настоящее время широко применяется также вариант синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов. Обычно такие машины используются в составе так называемоговентильногодвигателя.

В первом случае полюсы ротора изготовляются отдельно от заготовки ротора. На сердечники из электротехнической стали устанавливаются катушки обмотки возбуждения, и затем готовые полюсы с катушками крепятся на роторе. Во втором случае в листах электротехнической стали, из которых набирается магнитопровод ротора, предусматриваются радиальные вырезы.

После сборки ротора на его поверхности образуются продольные пазы, в которые укладываются катушки обмотки возбуждения. В специальные пазы в полюсных наконечниках по длине ротора закладываются стержни демпферной (пусковой) обмотки. Стержни с торцов ротора объединяются короткозамыкающимисегментами, а сегменты отдельных полюсов объединяются перемычками, в результате чего образуется короткозамкнутая обмотка типа беличьей клетки, принципиально такая же, как в ротореасинхронногодвигателя. Эта обмотка обеспечивает пуск синхронного двигателя. В процессе пуска он разгоняется как асинхронный, а после выхода на подсинхронную скорость на обмотку ротора подается напряжение возбуждения и двигательвтягивается в синхронизм. На время пуска обмотка возбуждения, во избежание появления большой ЭДС на ее зажимах, замыкается накоротко или на сопротивление. Демпферная обмотка способствует также демпфированию колебаний ротора, возникающих в переходных процессах. В установившемся синхронном режиме, когда скоростьполя статора и скорость ротора равны другдругу, ток в демпферной обмотке отсутствует.

Следствием конструктивного различия машины с явнополюсным

ротором (явнополюсной машины) и машины с неявнополюсным ротором (неявнополюсной машины) является то, что в первом случае индуктивности обмотки статора по прямой оси, которая совпадает с осью полюсов ротора и обозначается как ось d, и по квадратурной оси, обозначаемой как ось q, неодинаковы. Во втором случае эти индуктивности равны другдругу.

При расчетах систем управления синхронными электродвигателями широко используется система относительных единиц, причем за базовое значение принимается номинальное значение соответствующей переменной. В относительных единицах (индекс *«ном»*относится к номинальному значению соответствующей величины):

ток возбуждения

$$i_{e} = \frac{I_{e}}{I_{e,HOM}}; \qquad (2.1)$$

линейное напряжение на обмотке статора

$$u = \frac{U_c}{U_{c.HOM}};$$
(2.2)

ток статора

$$i_c = \frac{I_c}{I_{c.HOM}};$$
(2.3)

активная составляющая тока статора

$$i_{a.c} = \frac{I_{a.c}}{I_{a.c.HOM}};$$
 (2.4)

реактивная составляющая тока статора

$$i_{p.c} = \frac{I_{p.c}}{I_{p.c.HOM}};$$
 (2.5)

загрузка СД по активной мощности

$$\beta_{c.\partial} = \frac{P_{c.\partial}}{P_{HOM}} = \frac{I_{a.c}}{I_{a.c.HOM}},$$
(2.6)

реактивная мощность *СД* (относительная загрузка по реактивной мощности)

$$\alpha_{c.\partial} = \frac{Q_{c.\partial}}{Q_{HOM}}; \qquad (2.7)$$

реактивное сопротивление *СД* по продольной оси (за базовое значение принято реактивное сопротивление по продольной оси)

$$x_d = \frac{\sqrt{3X_d I_{c.HOM}}}{U_c}.$$
 (2.8)

Взаимосвязь между основными переменными *СД* можно пояснить с помощью упрощенных векторных диаграмм (см. рис. 2.5) неявнополюсного *СД*.

При их построении не учитывается активное сопротивление статорных обмоток (оно много меньше индуктивного), а также насыщение магнитной цепи, а напряжение сети предполагается неизменным – равным номинальному.

2.2. КОМПЕНСИРУЮЩАЯ СПОСОБНОСТЬ СД

Проанализируем влияние изменения тока возбуждения $I_{\rm B}$ на ток статора. Используем для этого векторную диаграмму, показанную на рис.2.5. Будем считать, что момент сопротивления $M_{\rm c}$ на валу $C\mathcal{A}$ остается постоянным. Тогда активная составляющая тока статора $I_{\rm a}$, пропорциональная величине $M_{\rm c}$, также будет оставаться неизменной. На векторных диаграммах обозначено: U – вектор напряжения сети, \dot{E}_{d} – вектор ЭДС, индуцируемой магнитным потоком возбужде-

ния в обмотке статора, I – вектор полного тока статора, $j I X_d$ – вектор падения напряжения на индуктивном сопротивлении.

При построении диаграмм вектор *U* напряжения сети откладывается на вертикальной оси (в принципе его направление может быть выбрано произвольно – важно взаимное расположение векторов).

Вектор E_d строится под углом θ относительно вектораU напряжения сети.Подведенное к статору напряжение уравновешивается ЭДС \dot{E}_d и падением напряжения на индуктивном сопротивлении. Поэтому на векторных диаграммах геометрическая сумма векторов \dot{E}_d и $j \dot{I} X_d$ должна быть равна вектору \dot{U} .Предположим, что для некоторого значения тока возбуждения I_{B1} векторы \dot{E}_d и $j \dot{I} X_d$ занимают положение, показанное на рис. 2.5, *a*. При построении вектора тока первоначально определяется его направление. При этом учитывается, что вектор тока статора отстает от вектора падения напряжения на 90°. Масштабы токов и напряжений не взаимосвязаны, поэтому длина вектора тока выбирается произвольной. Как следует из рис. 2.5, *a*, в рассматриваемой ситуации вектор тока оказывается отстающим от вектора напряжения ситуации вектор тока оказывается отстающим от вектора напряжения ситуации вектор тока оказывается отстающим от вектора напряжения сети наугол φ_1 .

Вектор полного тока статора можно разложить на активную I_a и реактивную I_p составляющие. Причем реактивная составляющая тока статора отстает от вектора напряжения сети на 90° (носит индуктивный характер). Следовательно в рассматриваемом случае $C\mathcal{A}$ потребляет из сети реактивную мощность Q_{ca} (эту мощность принято считать положительной).

63

При увеличении тока возбуждения будет увеличиваться индуктируемая им ЭДС \dot{E}_d . Несложно показать, что при этом (с учетом постоянства I_a) конец вектора будет скользить по линии *KL*.



При некотором значении тока возбуждения $I_{B2} > I_{B1}$ вектор падения напряжения будет располагаться горизонтально, как показано на рис. 2.5, *б*. В этом случае вектор тока статора (не будем забывать, что он отстает от вектора $j I X_d$ на 90°) совпадает по фазе с напряжением и является чисто активным: $I = I_a$.

Если же увеличить ток возбуждения до некоторого значения $I_{B3} > I_{B2}$, то конец вектора E_d переместится по прямой *KL* еще выше (рис. 2.5, *в*). Вектор тока статора при этом будет опережать вектор напряжения, а реактивная составляющая тока изменит свой знак по сравнению со случаем, показанным на рис. 2.5, *a* (будет носить емкостной характер). Следовательно, в режиме перевозбуждения реактивная мощность *CД* становится отрицательной – двигатель является источником реактивной мощности.

Таким образом, изменяя величину тока возбуждения можно управлять величиной и знаком реактивной мощности CД. Способность CД отдавать реактивную мощность используют также для компенсации реактивной мощности смежных электроприемников.

Компенсирующая способность $C\mathcal{A}$ наглядно поясняется его так называемыми U-образными характеристиками (см. рис. 2.6), представляющими собой зависимость тока статора I от тока возбуждения $I_{\rm B}$ при постоянной мощности (моменте) двигателя. Эти зависимости получают опытным путем или в результате графоаналитического расчета с помощью векторных диаграмм.

Точки минимума на *U*-образных характеристиках соответствуют такому току возбуждения, при котором ток статора чисто активный. Уменьшение тока возбуждения относительно точек минимума приводит к тому, что в токе статора появляется индуктивная составляющая, за счет которой полный ток статора возрастает.

Увеличение тока возбуждения (режим перевозбуждения) ведет к появлению в токе статора емкостной составляющей и, соответственно, к возрастанию полного тока. При этом машина работает в режиме гене-

рации реактивной мощности. Современные CД рассчитаны на работу в номинальном режиме с опережающим $\cos \phi = 0.9$, то есть CД в номинальном режиме обеспечивает генерацию реактивной мощности.



Puc. 2.6

При регулировании реактивной мощности на изменения тока возбуждения накладываются ограничения (пунктирные линии на рис. 2.6). Ограничения на наибольшую величину тока возбуждения обусловлены условиями самораскачивания двигателя и его допустимым нагревом. Эти ограничения определяют наибольшее значение реактивной мощности, которую может генерировать *СД*.

Ограничения на наименьшее значение тока возбуждения определяются условиями статической устойчивости электропривода с *СД* и поясняются ниже.

Из векторных диаграмм может быть получено аналитическое выражение для реактивной мощности

$$Q_{c.\partial} = \frac{U_c E_d}{X_d} \cos\theta - \frac{U_c^2}{X_d}.$$
(2.9)

Из последнего соотношения следует, что в реактивной мощности СД можно выделить две составляющие. Первая из них зависит от ЭДС E_d , являющейся функцией тока возбуждения $I_{\rm B}$. Изменение этой составляющей за счет регулирования тока возбуждения позволяет управлять величиной и знаком реактивной мощности СД. Вторая составляющая в соотношении (2.9) отражает зависимость $Q_{\rm cd}$ от напряжения сети.

Очевидно, что при снижении напряжения сети компенсирующий эффект двигателя увеличивается за счет уменьшения второй составляющей в выражении для реактивной мощности *СД*.

Наибольшую реактивную мощность, которую генерирует $C\mathcal{A}$ при номинальном токе возбуждения, определенной нагрузке β_{cd} по активной мощности и напряжении U, называют располагаемой реактивной мощностью Q_{max} . Ее величина в относительных единицах может быть рассчитана по соотношению [13]

$$\alpha_{max} = \frac{Q_{max}}{Q_{HoM}} = \frac{\sqrt{u^2 - \beta_{c.0}^2 i_{e \ a \ HOM}^2 - i_{e0} u^3}}{i_{e0} u \, x_d \sin \varphi_{HOM}}.$$
(2.10)

Анализ зависимости α_{max} (β_{cd}) при различных значениях тока возбуждения показывает, что компенсирующая способность *СД* возрастает при снижении его нагрузки по активной мощности. В частности, *СД*, используемые в качестве приводных двигателей ГПА КС, во многих случаях имеют коэффициент загрузки $\beta_{cd} = 0,8 \div 0,92$. При этом они могут перегружаться по реактивной мощности ($\alpha_{max} > 1$) при условии, что токи статора и возбуждения не будут превышать значений, определяемых условиями нагрева.

Следует учитывать, что для генерации реактивной мощности CД дополнительно расходуется активная мощность. Вопросы оценки дополнительных затрат при использовании CД в режиме компенсации подробно рассмотрены в [6].

Реактивная мощность *СД* может быть выражена и как функция напряжения, тока и коэффициента мощности двигателя

$$Q_{c.\partial.} = \sqrt{3} U_c I_c \sin \varphi = \sqrt{3} U_c I_{p.c};$$

$$Q_{HOM} = \sqrt{3} U_{C.HOM} I_{C.HOM} \sin \varphi_{HOM} = \sqrt{3} U_{C.HOM} I_{p.C.HOM}.$$

Угловая характеристика СД. Статическая устойчивость

На основе векторных диаграмм двигателя, пользуясь эффективными значениями напряжения и тока, можно также получить следующие основные зависимости для средней за период активной мощности двигателя:

$$P = \sqrt{3} U_{\scriptscriptstyle n} I \cos\varphi = \sqrt{3} U_{\scriptscriptstyle n} I_{\scriptscriptstyle a}; \qquad (2.11)$$

номинальная активная мощность СД

$$P_{HOM} = \sqrt{3} U_{HOM} I_{HOM} \cos\varphi_{HOM} = \sqrt{3} U_{HOM} I_{AHOM}. \qquad (2.12)$$

Активная мощность *СД* может быть представлена также в функции угла нагрузки θи ЭДС *E*_d:

$$P = \frac{mUE_d}{X_d} \sin\theta, \qquad (2.13)$$

где *m* – число фаз; *U* – фазное напряжение на статоре.

Следует иметь в виду, что здесь под θ понимается электрический угол нагрузки. В случае, когда число пар полюсов двигателя $p_n = 1$, электрический угол совпадает с пространственным углом. В общем случае пространственный угол в p_n раз меньше электрического угла θ .

С учетом выражения (2.13) соотношение для активной мощности СД в относительных единицах может быть представлено в виде:

$$\beta_{c\partial} = \frac{P}{P_{HOM}} = \frac{E_d \sin\theta}{E_{dHOM} \sin\theta_{HOM}} = \varepsilon k_{_H} \sin\theta, \qquad (2.14)$$

где $\varepsilon = E_d / E_{dhom} - ЭДС двигателя в относительных единицах;$

$$k_{\mu} = \frac{P_{\max HOM}}{P_{HOM}} \frac{1}{\sin \theta_{HOM}}$$
 – перегрузочная способность *СД* при номи-

нальной ЭДС (номинальном токе возбуждения).

Обычно перегрузочная способность *СД* составляет 1,7 ÷ 3, что соответствует номинальным значениям угла $\theta_{\text{ном}} = 30 \div 20$ эл. град.

На основании выражения для активной мощности (2.13)для неявнополюсных машин может быть получено следующее соотношение для угловой характеристики (электромагнитного момента) *СД*:

$$M_{_{\mathcal{M}}} = \frac{P}{\omega_c} = \frac{mE_d U}{\omega_c X_d} \sin\theta.$$
(2.15)

Для явнополюсных двигателей выражение для $M_{_{3M}}$ содержит дополнительно второе слагаемое – это так называемый реактивный момент. Он создается за счет неравенства магнитных сопротивлений по продольной и поперечной осям двигателя. Реактивный момент зависит от двойного значения угла нагрузки:

$$M'_{max}sin2\theta$$
. (2.16)

Максимальный момент *СД* от явнополюсности машины в относительных единицах составляет

$$m'_{\max} = \frac{M'_{\max}}{M_{HOM}} = \frac{X_d - X_q}{2X_d X_q},$$
(2.17)

где X_q – индуктивное сопротивление CД по поперечной оси.

Эта составляющая момента обычно не превышает 10 ÷ 20 % от основного момента двигателя.

Электромагнитный момент по выражению (2.15) является основной составляющей момента $C\mathcal{A}$. Причем он зависит от напряжения сети, угла нагрузки двигателя и ЭДС E_d , создаваемой магнитным потоком обмотки возбуждения.

При регулировании тока возбуждения *СД* изменяется только электромагнитный момент, соответствующий неявнополюсному двигателю. Таким образом, кривая электромагнитного момента неявнополюсной машины (угловая характеристика) представляет собой синусоиду (см. рис. 2.7)

$$M_{_{\mathcal{M}}} = M_{max} sin\theta \tag{2.18}$$

с амплитудой

$$M_{\max} = \frac{mE_d U}{\omega_c X_d}.$$
 (2.19)

Учитывая, что величина ЭДС является функцией тока возбуждения $E_d = f(I_B)$, можно сказать, что максимальный момент синхронного двигателя при прочих равных условиях определяется током возбуждения.



Puc. 2.7

Поведение двигателя при «малых» и достаточно медленных изменениях режима характеризуется статической устойчивостью. При выполнении условий статической устойчивости (устойчивость в «ма-
лом») $C\mathcal{A}$ ограниченные возмущения (изменение момента M_c , отклонение U_c , изменение тока возбуждения и т.д.) приводят к ограниченным изменениям режима (угла θ , электромагнитной мощности и т.д.). Причем после прекращения действия этих возмущений восстанавливается прежний режим работы с сохранением синхронизма. В случае неисчезающих возмущений двигатель переходит в новую точку установившегося режима с сохранением синхронизма.

Критерием статической устойчивости неявнополюсных CД является условие 0° < θ < 90°. В частности для характеристик, показанных на рис. 2.7, равенство электромагнитного момента и момента статического сопротивления механизма выполняется в двух точках. Однако устойчивый режим работы электропривода возможен только в точке 1, а в точке 2 режим будет неустойчивым.

Итак, критическое значение угла $\theta_{\kappa p}$, соответствующее границе статистической устойчивости, составляет90°. Для явнополюсныхдвигателей из-за появления второй составляющей электромагнитного момента по выражению (2.18), зависящему от удвоенного значения угла θ , значение $\theta_{\kappa p} < 90^{\circ}$.

Как уже отмечалось, при регулировании тока возбуждения на его минимальное значение накладываются ограничения, определяемые условиями статической устойчивости двигателя. Поясним это подробнее. В установившихся режимах момент сопротивления на валу M_c , создаваемый механизмом, уравновешивается электромагнитным моментом. Для некоторого значения тока возбуждения и соответственно величины E_d угловая характеристика $C\mathcal{A}$ имеет вид кривой M_{3M1} (рис. 2.8), при этом установившееся значение угла $\theta = \theta_1$. Уменьшение тока возбуждения и ЭДС E_d ведет, согласно уравнению (2.15), к переходу двигателя на угловую характеристику M_{3M2} с меньшим максимальным значением момента. Это вызывает возрастание угла θ до значения θ_2 . Дальнейшее снижение тока возбуждения может привести к потере двигателем устойчивости – двигатель выпадет из синхронизма.

Наряду с понятием статической устойчивости применительно к CД используют понятие динамической устойчивости – способности CД сохранять синхронный режим при «больших» и быстрых возмущениях. Необходимость разделения возмущений на «малые» и «большие» вызвана существенной нелинейностью характеристик CД, в частности – нелинейностью его угловой характеристики.

При анализе устойчивости в «малом» приближенно принимают, что *СД* работает на линейных участках характеристик, и описывают его движение линейными дифференциальными уравнениями. Условия устойчивости в «малом» определяются параметрами самого двигателя.



Puc. 2.8

Устойчивость в «большом» (динамическая устойчивость) зависит не только от параметров двигателя, но и от характеристик возмущающего воздействия. Анализ динамической устойчивости ведется на основе системы нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих поведение объекта. Вопросам исследования динамической устойчивости *СД* посвящены работы [6, 7, 11]. С целью повышения устойчивости CД при динамических «провалах» сетевого напряжения в системах АРВ используют форсировку возбуждения. При резких снижениях сетевого напряжения, ведущих в соответствии с выражением (2.15) к уменьшению электромагнитного момента CД, обеспечивают (обычно релейно) возрастание напряжения возбуждения. Благодаря этому компенсируется возможное снижение электромагнитного нитного момента и обеспечиваются условия устойчивой работы CД.

Форсировка возбуждения лишь частично решает проблему обеспечения устойчивости СД. Оптимальным методом повышения динамической устойчивости СД является использование замкнутых систем автоматического регулирования возбуждения (APB), в частности систем, в которых в качестве стабилизируемой переменной принимается угол нагрузки θ синхронной машины.

Особенности пуска СД

Для большинства двигателей, применяемых на КС, в настоящее время используется асинхронный пуск *СД*. При этом в процессе пуска можно выделить два этапа:

1) разгон двигателя до подсинхронной скорости;

2) втягивание двигателя в синхронизм.

Разгон двигателя из неподвижного состояния до подсинхронной частоты вращения $n_{\text{под}}$ обеспечивается за счет асинхронного момента M_{ac} (рис. 2.9) *СД*, который создается специальной пусковой обмоткой, аналогичной обмотке асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. Для частоты вращения меньшей $n_{\text{под}}$ момент M_{ac} превышает момент статического сопротивления механизма M_{c} , и под действием положительного динамического момента происходит разгон привода.

При подсинхронной частоте $M_{\rm ac} = M_{\rm c}$ разгон привода прекращается. Значение подсинхронной частоты вращения зависит от жесткости механической характеристики $M_{\rm ac}$, вида характеристики механизма $M_{\rm c}$ и обычно составляет 0,95 ÷ 0,97 от синхронной частоты вращения $n_{\rm c}$.

Для втягивания двигателя в синхронизм подают постоянное напряжение на обмотку возбуждения. В результате появляется электромагнитный момент *СД* и под его действием скорость повышается с подсинхронной до синхронной. Иными словами двигатель втягивается в синхронизм. При малой нагрузке на валу явнополюсный двигатель может втянуться в синхронизм без подачи возбуждения за счет реактивного момента.



Puc. 2.9

Следует учитывать, что при асинхронном пуске CД токи в обмотке статора для различных двигателей в 4-10 раз превышают номинальное значение и зависят от параметров двигателя и питающей сети. На первом этапе пуска в обмотке возбуждения наводится значительная ЭДС, которая может повредить изоляцию этой обмотки. Поэтому на этапе разгона обмотку возбуждения замыкают на сопротивление, превышающее в 5-10 раз сопротивление самой обмотки.

Для определения момента достижения двигателем подсинхронной скорости в системах автоматизации пуска обычно контролируется одна из следующих переменных: ток статора (по мере разгона двигателя ток статора спадает), величина или частота ЭДС, наводимой в обмотке возбуждения (они также при разгоне двигателя снижаются). В системах автоматического регулирования возбуждения предусмотрен узел, обеспечивающий автоматический пуск двигателя в функции той или иной переменной.

Отметим также, что короткозамкнутая обмотка на роторе обеспечивает не только пуск двигателя, но и позволяет гасить колебания ротора двигателя. Действительно, как следует из механической характеристики (см. рис. 2.9) при частоте вращения равной синхронной $M_{\rm ac} = 0$, то есть пусковая обмотка не оказывает влияние на работу двигателя при установившейся синхронной частоте. Однако в переходных процессах, когда частота вращения двигателя отличается от синхронной, появляется дополнительный момент $M_{\rm ac}$, стремящийся вернуть скорость к синхронному значению. Поэтому короткозамкнутую обмотку на роторе CД называют также демпферной.

С появлением мощных частотных преобразователей перспективным становится частотный пуск CД. При этом с начала момента пуска на обмотку возбуждения подается постоянное напряжение, а частота напряжения на статоре плавно повышается. В результате происходит разгон двигателя в синхронном режиме до заданной скорости. Специальные двигатели, рассчитанные на частотный пуск, выполняются без пусковой обмотки (демпферная обмотка остается), что упрощает их конструкцию. Вопросы частотного управления синхронными и асинхронными двигателями подробнее рассмотрены в следующих разделах.

2.3. АВТОМАТИЧЕСКОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕВОЗБУЖДЕНИЯ СИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ГАЗОПЕРЕКАЧИВАЮЩИХ АГРЕГАТОВ

2.3.1. Алгоритмы регулирования возбуждения СД

Остановимся подробнее на проблеме автоматического регулирования возбуждения *СД* с целью оптимизации режимов его работы и функционирования узлов нагрузки СЭС. Этим вопросам посвящено значительное количество исследований [6, 7, 11], среди которых следует выделить фундаментальные труды И.А. Сыромятникова, Д.П. Петелина, И.А. Глебова, А.И. Лищенко, Б.Н. Абрамовича, А.А. Круглого и других.

В исследованиях подробно рассмотрены вопросы автоматического управления возбуждением $C\mathcal{A}$ с точки зрения повышения их динамической устойчивости и улучшения технико-экономических показателей питающей сети, получены математические модели $C\mathcal{A}$ как объекта управления, изучены рациональные законы регулирования возбуждения $C\mathcal{A}$, учитывающие разнообразие условий их работы, рассмотрены особенности исследования динамики систем APB, отражающие существенные нелинейности, присущие объекту управления, даны описание и сравнительный анализ различных схем систем управления возбуждением $C\mathcal{A}$.

При построении системы АРВ *СД* могут использоваться различные алгоритмы управления, с помощью которых обеспечивается стабилизация одной из следующих переменных:

- тока возбуждения;

– напряжения сети или узла нагрузки СЭС;

– угла нагрузки (внутреннего угла) СД;

– полного тока статора;

- активной составляющей тока статора;

– реактивной составляющей тока статора *СД* или реактивного тока узла нагрузки;

- коэффициента мощности двигателя или узла нагрузки.

Практика применения синхронных приводов на ряде ГПА с двигателями типа СТД-12500 показала, что во многих случаях целесообразнее вести регулирование возбуждения по реактивному току (мощности) двигателя или узла нагрузки СЭС, а также по углу нагрузки *СД*.

Задача компенсации реактивной мощности связана с выбором параметров элементов сети, обеспечением требуемого режима напряжения у электроприемников и в сети, повышением техникоэкономических показателей СЭС. В итоге проблема управления реактивной мощностью является одной из приоритетных при оптимизации режимов работы СЭС.

Как известно, передача реактивной мощности Q_c от генерирующих источников к месту потребления сопровождается дополнительными потерями напряжения и электроэнергии. В частности потери напряжения в высоковольтной питающей сети в основном определяются передаваемой реактивной мощностью

$$\Delta U_c \cong \frac{Q_c}{U_c} X_{\Sigma}, \qquad (2.20)$$

где X_{Σ} – суммарное индуктивное сопротивление питающей сети и трансформаторов.

Известно, что реактивная нагрузка электроприемников во многих случаях слабо связана со значением активной нагрузки, которая определяется особенностями протекания технологического процесса. В случае преобладания в составе электроприемников асинхронных электродвигателей потребляемая реактивная мощность зависит в основном от тока намагничивания, и он в свою очередь зависит от прикладываемого напряжения. При этом важно, что часто используемые интегральные (усредненные) показатели реактивной мощности соѕф_{ср}, tgφ_{ср} являются малоинформативными. Наибольший интерес представляют текущие значения реактивной мощности, так как потери в элементах сети зависят от квадрата реактивного тока.

Очевидно, что при оценке качества компенсации реактивной мощности по средневзвешенным показателям, в частности по средневзвешенному значению коэффициента мощности

$$\cos\varphi_{cp} = \cos \arctan \frac{\int_{0}^{t} Q \, dt}{\int_{0}^{t} P \, dt}$$
(2.21)

близкие к оптимальным значения cos ϕ_{cp} не гарантируют, что в отдельные моменты времени, например, в режиме наибольших нагру-

зок, текущее значение соѕф может быть существенно ниже требуемого. В периоды минимальных нагрузок, особенно при использовании неотключаемых батарей статических конденсаторов, в СЭС может иметь место перекомпенсация реактивной мощности.

Такого рода «оптимизация» режима работы СЭС по средневзвешенным значениям показателей реактивной мощности фактически может приводить к недопустимым отклонениям режимов работы СЭС в отдельные моменты времени и вызывать опасные для электроприемников перенапряжения.

Проблема оптимизации энергопотребления приобретает особую актуальность с учетом постепенной интеграции России в мировую экономику и существующей в настоящее время тенденции к повышению цен на электроэнергию. Затраты энергосистемы на производство и передачу электроэнергии в значительной степени определяются режимом ее реактивной мощности. Режим реактивной мощности определяется потребителями, и без участия потребителей энергосистема не в состоянии снизить дополнительные затраты от потребления реактивной мощности.

В этих условиях для энергопотребителей целесообразно:

 в режиме максимальных нагрузок не потреблять реактивную мощность и энергию выше заданных энергосистемой экономических значений за счет использования компенсирующих устройств;

– в режиме минимальных нагрузок (как правило, в ночные часы) стремиться к потреблению реактивной мощности и энергии и не допускать ее генерации в сеть, так как избыток емкостной нагрузки может приводить к перенапряжениям в сети, что также опасно и для электроприемников, установленных у потребителя.

С точки зрения минимизации затрат на реактивную энергию необходимо обеспечивать поддержание реактивной мощности на оптимальном заданном энергосистемой уровне, зависящем от времени суток.

В часы больших нагрузок отклонение от этого уровня в сторону недокомпенсации приводит к дополнительным затратам на оплату реактивной мощности. Превышение оптимального уровня также свя-

зано с дополнительными затратами, так как для генерации реактивной мощности требуется дополнительная активная мощность.

Для оптимизации режима реактивной мощности в узлах нагрузки СЭС, к которым подключены синхронные двигатели СД ГПА КС магистральных газопроводов, целесообразно использовать способности СД генерировать реактивную мощность Q_{cd} при работе в режиме перевозбуждения и потреблять ее в режиме недовозбуждения.

В зависимости от специфики конкретной СЭС и особенностей режима работы *СД* можно выделить две характерные задачи управления режимом возбуждения *СД*.

В первом случае синхронные двигатели составляют основную по установленной мощности группу электроприемников, подключенных к узлу нагрузки, и режим работы СЭС по реактивной мощности определяется спецификой работы самих *СД*. Вариации величины реактивной мощности и соѕф узла нагрузки прежде всего вызываются в этих условиях изменением момента на валу *СД*. При этом целесообразно выполнять систему АРВ замкнутой по реактивной мощности (или току) *СД*.

Во втором случае к узлу нагрузки наряду с CД подключены другие электроприемники, потребляющие изменяющуюся по величине реактивную мощность $Q_{3\pi}$ (рис. 2.10). Систему АРВ целесообразно замыкать по реактивной мощности Q_c (или току) питающей линии, что позволяет оптимизировать режим работы узла нагрузки СЭС.

Автоматическое регулирование возбуждения $C\mathcal{A}$, как показывают результаты исследований, в частности [1], позволяет стабилизировать на оптимальном уровне реактивную мощность Q_c (реактивный ток) или соs узла нагрузки, а также в некоторых пределах регулировать уровень напряжения в сети.

Практика применения синхронного привода на ГПА КС с электродвигателями СТД-12500 и тиристорными системами управления возбуждением показала [6,7], что при изменяющейся на валу двигателя активной нагрузке и колебаниях напряжения сети наиболее эффективно строить систему замкнутой по активному току статора и по углу нагрузки.



Следует отметить, что для CД центробежных компрессоров характерен режим работы с неизменной или медленно меняющейся нагрузкой, но в ряде ситуаций возможно возникновение быстроизменяющихся возмущений по нагрузке на валу. На практике такие возмущения возникают достаточно часто, особенно в помпажных режимах, связанных с неправильной работой кранов технологической обвязки, когда отсутствует защита от помпажа. Помпаж является аварийным режимом работы ГПА, сопровождающимся циклическими срывами потока газа с лопаток центробежного нагнетателя в направлении, обратном нагнетанию. Этот процесс сопровождается резкими колебаниями момента на валу CД, приводящими к большим динамическим усилиям в элементах механической передачи и в лобовых частях статора двигателя за счет возникновения переменных электромагнитных усилий.

Переходные процессы в двигателе при этом могут вызывать пульсации напряжения, отрицательно влияющие на смежные электроприемники:возникают качания роторов двигателей меньшей мощности, в моменты выбросов напряжения повреждаются лампы электроосвещения и др.

В условиях резкопеременной нагрузки наилучшее качество регулирования, согласно [7], обеспечивает система АРВ, замкнутая по углу нагрузки двигателя и производным от него. Таким образом, в случаях, когда отсутствует надежная технологическая защита от помпажа, систему APB приходится строить как систему стабилизации угла θ , отказываясь от возможности оптимизации за счет компенсирующей способности *СД* режимов работы узлов нагрузки СЭС.

2.3.2. Системы автоматического регулирования возбуждения СД

Для автоматического регулирования возбуждения *СД* по рассмотренным выше алгоритмам в настоящее время широко используются комплектные тиристорные преобразователи (возбудители), разработанные организациями ЦПКТБ КЭМ, ВНИИ «Электропривод», «Уралэлектротяжмаш». При реализации различных алгоритмов регулирования должны учитываться отмеченные выше ограничения на максимальную и минимальную величину тока возбуждения.

В случае использования *СД* для централизованного регулирования реактивной мощности узла нагрузки требуются устройства дистанционного управления током возбуждения.

При построении структур систем APB используются две их разновидности: системы с параллельным суммированием сигналов обратной связи и системы с последовательным включением регуляторов (системы подчиненного регулирования).

В частности по первому методу выполнен широко используемый возбудитель типа TE8 [3]. Функциональная схема системы APB с параллельным суммированием сигналов обратной связи приведена на рис. 2.11.

К шинам трансформаторной подстанции подключены один или несколько CД, а также смежные электроприемники (CЭП), большую часть которых на КС составляют асинхронные двигатели. Силовой блок CE возбудителя выполнен по трехфазной мостовой схеме и получает питание через понижающий трансформатор TV3. Управление CE осуществляется с помощью системы импульсно-фазового управления CИФУ. Суммирование сигналов обратной связи осуществляет-

ся на входе усилителя V. В типовой схеме предусмотрены датчик тока ротора ДTP, подключенный к трансформаторам тока TA3, установленным в цепи питания силового блока, так называемый датчик статического режима ДCP, датчик угла нагрузки ДY. На вход датчика статического режима подаются сигналы с трансформатора напряжения TV2 и трансформатора тока TA2 в цепи статора двигателя или с TA1, с помощью которого измеряется ток узла нагрузки CЭC. Датчик статического режима измеряет отклонение напряжения и одного из трех параметров: реактивного или активного тока и угла θ . При использовании трансформатора TA1 измеряется соответственно реактивный или активный ток узла нагрузки CЭC. Возможно также измерение угла ϕ сдвига фаз между векторами тока и напряжения.

В общем случае на входе усилителя алгебраически суммируются сигнал датчика тока ротора и сигнал, пропорциональный принятой основной регулируемой переменной. Введение отрицательной обратной связи по току ротора позволяет подавить возмущения, вызванные изменением сопротивления обмотки возбуждения *СД* при нагреве и отклонениями напряжения питания тиристорного преобразователя. Благодаря этому снижаются требования к характеристикам контура связи по основному принятому параметру регулирования.

Специфической задачей, возникающей при реализации датчиков обратной связи, является необходимость удовлетворения противоречивых пожеланий, заключающихся в требовании их минимальной инерционности при малом уровне пульсаций выходного сигнала. Для решения этой задачи используется принцип быстродействующего фазометра.

Принятое в возбудителях параллельное суммирование сигналов не отвечает современному уровню развития техники автоматического регулирования. В частности существенно усложняется настройка требуемых уровней связи по каждой из регулируемых переменных и не обеспечивается потенциально достижимое быстродействие системы. Указанные недостатки усугубляются технически отсталой полупроводниковой базой, например, использованием транзисторных усилителей вместо регуляторов на операционных усилителях.



В современных системах автоматического регулирования широкое применение получила идея последовательной коррекции, предложенная К. Кесслером (ФРГ) в конце 50-х – начале 60-х годов двадцатого столетия и в дальнейшем развитая в работах зарубежных и отечественных ученых.

При использовании метода последовательной коррекции в структуре объекта управления выделяются последовательно включенные динамические звенья, содержащие не более одной «большой» постоянной времени, и для каждого из выделенных звеньев синтезируется свой регулятор. В результате в структуре системы образуется несколько охватывающих друг друга контуров регулирования. Синтез системы начинают с регулятора внутреннего контура, при этом благодаря компенсации «большой» постоянной времени обеспечивают технически оптимальное быстродействие образовавшегося замкнутого контура. Далее по аналогичной методике ведется синтез регуляторов последующих контуров.

При таком способе построения каждый внутренний контур регулирования промежуточной переменной входит во внешний контур регулирования другой переменной, то есть процессы во внутреннем контуре оказываются подчиненными процессам во внешнем контуре, что определяет название данных систем – системы подчиненного регулирования (СПР). В СПР естественным путем решается задача ограничения отдельных переменных объекта за счет ограничения на требуемом уровне выходного сигнала регулятора, внешнего по отношению к рассматриваемому контуру.

Применительно к системам APB в динамической структуре объекта могут быть выделены два звена (рис. 2.12).



Puc. 2.12

Первое звено с передаточной функцией $W_{cn1}(p)$ устанавливает взаимосвязь между изображением тока возбуждения I_в(p) и изображением напряжения возбуждения. Внутренний контур является контуром управления током возбуждения и содержит дополнительный к звену с $W_{cd1}(p)$ вентильный преобразователь, регулятор тока возбуждения и датчик тока возбуждения, свойства которых отражены на структурной схеме соответственно передаточными функциями $W_{\text{вп}}(p), W_{\text{ртв}}(p)$ и коэффициентом передачи $K_{\text{т}}$. При постоянном задании на входе внутреннего замкнутого контура он работает в режиме стабилизации тока возбуждения и может функционировать автономно, если АРВ должна решать только указанную задачу. В общем случае АРВ должна обеспечивать управление одной из перечисленных выше переменных СД (на рис. 2.12 для этой переменной использовано общее обозначение x). Звено с передаточной функцией $W_{cn2}(p)$ в динамической структуре объекта устанавливает взаимосвязь между изображениями регулируемой координаты x и током возбуждения $I_{\rm B}$.

В состав внешнего контура регулирования входит замкнутый контур регулирования тока возбуждения и второе звено, отражающее динамические свойства CД, датчик обратной связи с коэффициентом передачи K_{oc} и регулятор внешнего контура с передаточной функцией $W_{pbk}(p)$. При отклонениихот заданного значения изменяется сигнал на выходе регулятора внешнего контура, и внутренний контур изменяет ток возбуждения так, чтобы поддержать заданное значение *x*.

Ограничение максимального значения тока возбуждения в схеме обеспечивается ограничением на требуемом уровне сигнала на выходе регулятора внешнего контура.

Благодаря компенсации «больших» постоянных времени объекта управления полоса пропускания системы подчиненного регулирования определяется «малыми» некомпенсируемыми постоянными времени, в качестве которых выступают постоянные времени вентильного преобразователя и датчиков обратной связи, составляющие 1 ÷ 10 мс.

С использованием принципа подчиненного регулирования координат выпускается ряд тиристорных преобразователей и возбудителей как в России, так и за рубежом. В частности так реализована система APB типа КТУ – ВС, разработанная ВНИИ «Электропривод» [3]. Схема содержит (рис. 2.13) контур управления током ротора с регулятором возбуждения *PTB*. Для замыкания внешнего контура могут использоваться измеряемые с помощью соответствующих датчиков напряжения статора $\mathcal{Д}H$, реактивные токи секции и статора $\mathcal{Д}PT$, активный ток статора и повышения устойчивости при набросе нагрузки использованы блок дифференцирования и квадратичный преобразователь активного тока, не показанные на функциональной схеме.

В схеме на регулятор внешнего контура *PBK*, реализованный на операционном усилителе, подается сигнал с датчика напряжения и сигнал обратной связи с датчика реактивного или активного тока через звено с зоной нечувствительности.

С помощью *PBK* реализуется пропорционально-интегральный закон регулирования, что обеспечивает высокую точность стабилизации регулируемой координаты в статике.

Рассматриваемая схема выполнена с некоторыми отклонениями от классической системы *СПР*. Так, в ней дополнительно формируются сигналы, пропорциональные квадрату активного тока статора и его производной, а также нет явно выраженного регулятора напряжения и реактивного тока статора, что в конечном счете усложняет настройку APB. Другой недостаток схемы заключается в том, что в ней отсутствует контур регулирования угла нагрузки, применение которого позволяет наиболее эффективно демпфировать колебания ротора в условиях резких колебаний момента на валу *СД*. Стабилизация угла θ в КТУ – ВС осуществляется за счет гибкой обратной связи по активному току статора, подаваемой на вход *PBK*, что значительно менее эффективно, чем введение связи непосредственно по углу нагрузки.



В СПР используют типовые настройки, в частности настройку на технический оптимум, что позволяет получить близкое к предельному быстродействие системы с перерегулированием около 4 %. В то же время следует отметить, что СПР ориентированы прежде всего на достижение предельных показателей качества переходного процесса по управляющему воздействию. Системы АРВ работают в режиме стабилизации регулируемой координаты, и в этом случае наибольший интерес представляют динамические показатели качества переходного процесса, вызванного действием возмущений. Вопросы оценки указанных показателей и выбора рациональных настроек системы по критериям минимального динамического отклонения стабилизируемой координаты применительно к АРВ CД изучены недостаточно. Кроме того, как отмечено выше, требуется дальнейшее совершенствование и модернизация существующих схем систем АРВ и исследование их характеристик.

2.3.3. Динамические характеристики СД

Как отмечалось выше, в качестве выходных регулируемых координат при управлении возбуждением $C\mathcal{A}$ ГПА наиболее целесообразно принимать внутренний угол (угол нагрузки) θ или реактивную мощность $C\mathcal{A}$.

Следуя [8], получим математическую модель *СД* как объекта управления для указанных выходных координат.

В большинстве случаев при анализе переходных процессов в *СД* можно пренебречь электромагнитными переходными процессами в статорной цепи, скорость протекания которых значительно выше скорости протекания электромагнитных процессов в обмотке возбуждения и электромеханических процессов, связанных с изменением частоты вращения двигателя. Также допустимо не учитывать активное сопротивление статора, величина которого значительно меньше индуктивного, то есть в уравнениях движения можно перейти от мгновенных значений токов и напряжений к их действующим зна-

чениям. С учетом отмеченных допущений переходные процессы в СД могут быть описаны следующими уравнениями:

$$\frac{mU_c E_d}{\omega_{\partial \mu} x_d} \sin \theta + \frac{M_{\kappa p}}{s_{\kappa p}} s - M_c = J \frac{d\omega_d}{dt}; \qquad (2.22)$$

$$E_{d0} = E_d + T_d' \frac{dE_d}{dt} + T_d' \left(\frac{x_d}{x_d'} - 1\right) U_c \sin \theta \frac{d\theta}{dt}, \qquad (2.23)$$

где $M_{\rm kp}$, $s_{\rm kp}$ – критические значения момента и скольжения по механической характеристике асинхронного момента синхронного двигателя;

J – приведенный к валу двигателя момент инерции двигателя и производственного механизма;

 E_{d0} – ЭДС обмотки статора, индуктируемая в установившемся режиме;

 $T_{d'}$ – постоянная времени обмотки возбуждения при закороченной статорной обмотке;

x_d – индуктивное переходное сопротивление двигателя по продольной оси.

Уравнение (2.22) описывает электромеханические переходные процессы в двигателе. Здесь первое слагаемое представляет собой электромагнитный момент неявнополюсного *СД*.

В явнополюсном двигателе электромагнитный момент содержит также вторую компоненту, зависящую от удвоенного угла θ . Ее величина составляет не более 10-20 % от основного момента и при анализе динамики обычно не учитывается. Второе слагаемое в выражении(2.22) представляет собой демпфирующий момент и определяется в основном асинхронным моментом M_{ac} , создаваемым пусковой обмоткой *СД*. При анализе переходных процессов для «малых» отклонений, когда скольжение $s \leq s_{kp}$, механическую характеристику $M_{ac}(s)$ можно считать линейной, а величину M_{ac} -пропорциональнойs.

Выразив в уравнении (2.22) скольжение *s* и $d\omega_{\pi}/dt$ через угол θ , его можно преобразовать к виду

$$\frac{J}{p_n}\frac{d^2\theta}{dt^2} + \frac{M_{\kappa p}}{s_{\kappa p}p_n\omega_{\partial H}}\frac{d\theta}{dt} + \frac{mU_cE_d}{x_d\omega_{\partial H}}\sin\theta = M_c,$$

где *p_n* – число пар полюсов двигателя.

Линеаризуя это выражение при U_c =const и переходя к операторной форме записи, получим

$$\left(\frac{1}{p_n}p^2 + Ap + M_{\max}\cos\theta_0\right)\Delta\theta(p) + \frac{M_{\max}}{E_{d0}}\sin\theta_0\Delta E_d = \Delta M_c(p), (2.24)$$

где *p* – оператор Лапласа, а максимальный синхронный момент *M_{max}* и коэффициент *A* определяются соотношениями

$$M_{\max} = \frac{mU_c E_d}{x_d \omega_{\partial \mu}}; \quad A = \frac{M_{\kappa p}}{s_{\kappa p} p_n \omega_{\partial \mu}}.$$
 (2.25)

Разделив обе части полученного уравнения на $M_{max} \cos \theta_0$, преобразуем его к стандартному виду:

$$(T_1^2 p^2 + T_2 p + 1) \Delta \theta(p) + K_1 \Delta E_d(p) = K_2 \Delta M_c(p).$$
(2.26)

Здесь постоянные времени T_1 и T_2 и коэффициенты передачи K_1, K_2 находятся из выражений

$$T_1 = \sqrt{\frac{J}{p_n M_{\text{max}} \cos \theta_0}}; \quad T_2 = \frac{A}{M_{\text{max}} \cos \theta_0}; \quad (2.27)$$

$$K_1 = -\frac{1}{E_{d0}} \operatorname{tg} \theta_0; \quad K_2 = -\frac{1}{M_{\max} \cos \theta_0}.$$
 (2.28)

Применив преобразование Лапласа к уравнению электромагнитных переходных процессов в обмотке возбуждения (2.23), получим второе операторное уравнение, описывающее динамику *СД*:

$$K_{e}\Delta U_{e}(p) = (T_{d}'p + 1)\Delta E_{d}(p) - K_{p}\Delta\theta(p), \qquad (2.29)$$

где *К*_э – эквивалентный коэффициент передачи дифференцирующего звена

$$K_{s} = T_{d}'(x_{d} / x_{d}' - 1)U_{c}sin\theta_{0}, \qquad (2.30)$$

а коэффициент передачи цепи возбуждения $K_{\rm B}$ может быть приближенно определен через номинальную ЭДС $E_{d\rm H}$ и номинальное напряжение возбуждения $C \square U_{\rm BH}$

$$K_{\rm g} = E_{\rm dh} / U_{\rm gh}. \tag{2.31}$$

Преобразовывая уравнения (2.18) и (2.19) к виду

$$\Delta\theta(p) = -\frac{K_1}{T_1^2 p^2 + T_2 p + 1} \Delta E_d(p) + \frac{K_2}{T_1^2 p^2 + T_2 p + 1} \Delta M_c(p);$$

$$\Delta E_d(p) = \frac{K_e}{T_d' p + 1} \Delta U_e(p) + \frac{K_2 p}{T_d' p + 1} \Delta\theta(p),$$

динамические свойства двигателя для выходной переменной угла θ можно отразить структурной схемой, показанной на рис. 2.14. Как следует из этого рисунка, структура двигателя содержит цепь гибкой обратной связи по углу θ . С учетом знака передаточной функции $W_{3aM}(p)$ можно считать эту связь отрицательной.

По приведенной схеме можно записать выражения для передаточных функций двигателя:

по управляющему воздействию

$$W_{y_{\theta}}(p) = \Delta \theta(p) / \Delta U_{\theta}(p) = K_{\theta} W_{3a_{M}}(p); \qquad (2.32)$$

по возмущающему воздействию

$$W_{_{66}}(p) = \Delta\theta(p) / \Delta M_{c}(p) = W_{2}(p)W'_{_{3am}}(p).$$
(2.33)

Структурная схема *СД* для выходной координаты – угла нагрузки θпредставлена на рис. 2.14.

$$\Delta M_{C}(p) = \frac{K_{2}}{T_{1}^{2}p^{2}+T_{2}p+1}$$

$$\Delta U_{B}(p) = K_{B} \rightarrow W_{1}(p) = \frac{1}{T_{d}p+1} \rightarrow W_{3}(p) = \frac{K_{1}}{T_{1}^{2}p^{2}+T_{2}p+1} \rightarrow M_{4}(p) = K_{D}p \leftarrow W_{4}(p) \leftarrow W_{4}(p) = K_{D}p \leftarrow W_{4}(p) \leftarrow$$

Puc. 2.14

Здесь эквивалентные передаточные функции замкнутых контуров определяются следующими соотношениями:

$$W_{_{3aM}}(p) = \frac{W_1(p)W_3(p)}{1 + W_1(p)W_3(p)W_4(p)} =$$
(2.34)

$$= \frac{K_{1}}{T_{d}'T_{1}^{2}p^{3} + (T_{1}^{2} + T_{2}T_{d}')p^{2} + (T_{2} + K_{1}K_{3})p + 1};$$

$$W_{3aM}'(p) = \frac{1}{1 + W_{1}(p)W_{3}(p)W_{4}(p)} = (2.35)$$

$$(T_{2}^{2} + T_{3}^{2} + T_{3}^{2} + 1)(T_{3}' + 1)$$

$$= \frac{\left(T_1^2 p^2 + T_2 p + 1\right)\left(T_d' p + 1\right)}{T_d' T_1^2 p^3 + \left(T_1^2 + T_2 T_d'\right) p^2 + \left(T_2 - K_1 K_3\right) p + 1}$$

Стоит также отметить, что в знаменателях выражений $дляW_{3aM}(p)uW'_{3aM}(p)$ коэффициент при p^3 как правило на несколько порядков меньше коэффициента при p, и им можно пренебречь. Порядок передаточных функций (2.34), (2.35) при этом понижается до второго, и они могут быть преобразованы к типовому виду, соответствующему колебательному звену или апериодическому звену второго порядка.

Рассмотрим особенность математической модели *СД* при управлении реактивной мощностью.

Как отмечено выше, синхронный двигатель, работающий в режиме перевозбуждения, отдает реактивную мощность в сеть. Значение этой мощности (без учета знака)

$$Q_{co} = m \frac{U_c E_d}{x_d} \cos \theta - m \frac{U_c^2}{x_d}.$$
(2.36)

Линеаризуя уравнение (2.8) при U = const, для приращения реактивной мощности получим

$$\Delta Q_{c\partial} = K_3 \Delta E_d - K_4 \Delta \theta, \qquad (2.37)$$

где коэффициенты передачи двигателя по реактивной мощности

$$K_3 = m \frac{U_c}{x_d} \cos \theta_0; \quad K_4 = m \frac{U_c E_{d0}}{x_d} \sin \theta_0.$$

Структурная схема двигателя для рассматриваемой переменной (рис. 2.15) строится на основе схемы по рис. 2.14 и дополнительно содержит звенья с коэффициентами K_3 и K_4 . При постоянной величине статического момента помеха от его изменения $\Delta \theta_{\rm M} = 0$, и схему можно преобразовать, исключив перекрещивающиеся связи (рис. 2.16).

Эквивалентная передаточная функция $W_5(p)$ с учетом выражения для $W_3(p)$ может быть записана в виде

$$W_5(p) = \frac{K_3}{W_3(p)} K_4 = -\frac{K_3}{K_4} (T_1^2 p^2 + T_2 p + 1) - K_4,$$

или после преобразований

$$W_5(p) = -K_5(T_4^2 p^2 + T_3 p + 1), \qquad (2.38)$$

где

$$K_{5} = \frac{K_{3} + K_{4}K_{1}}{K_{1}} = m \frac{U_{c}E_{d0}}{x_{d}\sin\theta_{0}};$$
(2.39)

$$T_4 = \sqrt{\frac{K_3}{K_3 + K_4 K_1}} \times T_1 = T_1 \cos \theta_0; \qquad (2.40)$$

$$T_3 = \frac{K_3}{K_3 + K_4 K_1} T_1 \cos^2 \theta_0.$$
 (2.41)

На рис. 2.15 и 2.16представлено звено, устанавливающее связь между приращениями $\Delta Q(p)$ и $\Delta I_p(p)$. Учитывая, что реактивная мощность и ток связаны соотношением $Q_{cd} = m U_c I_p$ при $U_c = \text{const}$, можно записать:

$$K_6 = \frac{\Delta I_p}{\Delta Q_{c\partial}} = \frac{1}{mU_c},$$

где $\Delta I_{\rm p}$ – приращение реактивной составляющей фазного тока статора.



Puc. 2.15



Puc. 2.16

2.3.4. Особенности анализа установившихся режимовсистем APB

Как показано выше, точность стабилизации выходной координаты в замкнутых системах определяется коэффициентом усиления разомкнутой системы. В современных системах управления при введении в алгоритм регулирования интегральной составляющей величина статической ошибки теоретически сводится к нулю, а в реальных условиях определяется значением коэффициента усиления усилителя. Однако при реализации САУ, оптимальных по среднеквадратичным показателям, как показано ниже, коэффициент усиления разомкнутого контура оказывается относительно небольшим. Представляет интерес оценка характеристик системы, требуемых для обеспечения заданной точности работы САУ в статике.

Статическая точность САУ дополнительно определяется количеством контуров, используемых в системе. Оценим статические свойства одноконтурной системы, замкнутой по углу θ .

Предположим, что при отсутствии APB двигатель работает с номинальным возбуждением, кратность максимального синхронного момента $m_{\rm cr} = 2$, а момент статического сопротивления изменяется от $M_{\rm c1} = 0.2 \times M_{\rm HOM}$ до $M_{\rm c2} = 1.2 \times M_{\rm HOM}$.

Для описания свойств $C\mathcal{A}$ в статике необходимо в передаточных функциях звеньев двигателя (см. рис. 2.14) принятьp = 0. Тогда структурная схема двигателя в статике будет содержать два последовательно включенных звена с коэффициентами $K_{\rm B}$ и K_1 , а структурная схема системы может быть изображена так, как показано на рис. 2.17.

Численные значения коэффициентов определяются по техническим данным системы АРВ. Для расчета статической ошибки разомкнутой системы учтем, что в установившемся режиме

$$M_{c} = M_{\max} \frac{E_{d}}{E_{dH}} \frac{U_{c}}{U_{HOM}} \sin \theta.$$

Структурная схема системы стабилизации угла нагрузки θ в статическом режиме приведена на рис. 2.17.



Puc. 2.17

Здесь использованы следующие обозначения:

h – приведенная помеха – изменение угла Өвследствие действия возмущений;

*K*_y, *K*_{вп}, *K*_{ду} – коэффициенты передачи усилителя, преобразователя и датчика угла θ.

Значение угла θ при заданных значениях момента M_{c} , ЭДС E_{d} и напряжения U_{c} определяется соотношением

$$\theta = \arcsin\left(\frac{M_c}{M_{\max}}\frac{E_{dH}}{E_d}\frac{U_{HOM}}{U_c}\right).$$
(2.42)

При номинальных значениях ЭДС $E_d = E_{dH}$ и напряжения сети $U_c = U_{HOM}$ угол θ будет определяться величиной момента M_c :

$$\theta_1 = \arcsin(M_{c1}/M_{max}) = \arcsin(0,2/m_{cM}) = \arcsin(0,2/2) = 5,7$$
 эл. град;

 $\theta_2 = \arcsin(M_{c2}/M_{max}) = \arcsin(1,2/m_{cM}) = \arcsin(1,2/2) = 36$ эл. град.

Следовательно, в разомкнутой системе изменение угла θвследствие вариаций момента составит:

 $\Delta \theta_{\text{м1}} = \theta_1 - \theta_{\text{ном}} = 5,7 - 30 = -24,3$ эл. град;

$$\Delta \theta_{M2} = \theta_2 - \theta_{HOM} = 36 - 30 = 6$$
 эл. град,

где номинальное значение угла

 $\theta_{\text{ном}} = \arcsin(M_{\text{H}}/M_{max}) = \arcsin(1/2) = 30$ эл. град.

Относительные ошибки разомкнутой системы, вызванные изменением момента:

$$\begin{split} \Delta_{\rm M1} &= \Delta \theta_{\rm M1} \ / \ \theta_{\rm HOM} = -24,3 \ / \ 30 = -\ 81 \ \%; \\ \Delta_{\rm M2} &= \Delta \theta_{\rm M2} \ / \ \theta_{\rm HOM} = 6 \ / \ 30 = 20 \ \%. \end{split}$$

Угол θ в соответствии с выражением (2.42) может изменяться и вследствие отклонений ЭДС двигателя E_d . Основными причинами, вызывающими отклонения E_d , являются:

– изменение тока возбуждения из-за возрастания сопротивления обмотки возбуждения при нагреве;

 отклонение выходного напряжения вентильного преобразователя при изменениях напряжения сети.

Считая, что напряжение сети и напряжение возбуждения двигателя могут изменяться от $0,9 \times U_{\rm BH}$ до $1,1 \times U_{\rm BH}$, и сопротивление обмотки возбуждения может увеличиваться до значения $(1,2 \div 1,3) R_{\rm BH}$, найдем наибольшее и наименьшее значения ЭДС двигателя по формуле

$$E_d = E_{dH} u_{\rm B} / r_{\rm B},$$

где *u*_в и *r*_в – относительные значения напряжения и сопротивления обмотки возбуждения.

$$E_{d1} = E_{d_H}'_{0,9} / 1,3 \approx 0,7 E_{d_H}; E_{d2} = E_{d_H}'_{1,1} / 1 = 1,1 E_{d_H}.$$
 (2.43)

По выражению (2.42) найдем для угла θ : наименьшее значение при $M_{c1} = 0,2 \times M_{H}, \quad U_{c} = 1,1 \times U_{HOM}$ и $E_{d} = 1,1 \times E_{dH}$

 $\theta_{min} = \arcsin(0.2 M_{\rm H} / M_{min} \times 1 / 1.1 \times 1 / 1.1) =$

= arcsin(0,2 / 2 × 1 / 1,1 × 1 / 1,1) = 4,7 эл.град;

наибольшее значение при $M_c = 1,2 \times M_H$, $U = 0,9 \times U_{HOM}$ и $E_d = 0,7 \times E_{dH}$ $\theta_{max} = \arcsin(1,2 M_H / M_{max} \times 1 / 0,7 \times 1 / 0,9) =$

= arcsin(1,2 / 2 × 1 / 0,7 × 1 / 0,9) = 72 эл. град.

Относительные ошибки разомкнутой системы с учетом действия всехвозмущений:

$$\Delta_{1} = (\theta_{max} - \theta_{H}) / \theta_{H} = (72 - 30) / 30 = 1,4 = 140 \%;$$

$$\Delta_{2} = (\theta_{min} - \theta_{H}) / \theta_{H} = (4,7 - 30) / 30 = -0,84 = -84 \%.$$

В качестве расчетного значениядалее принимаем наибольшее значение ошибки $\Delta = \Delta_1$. Относительная ошибка замкнутой системы

$$\gamma = \frac{\varDelta}{1 + K_p} + \varDelta_{\partial y}.$$

Тогда требуемый коэффициент усиления разомкнутой системы (глубина связи)

$$K_{mp} = \frac{\varDelta}{\gamma_{\partial on} - \varDelta_{\partial y}} - 1 = \frac{140}{5 - 2} - 1 \cong 46.$$

Здесь ошибка датчика угла принята равной $\Delta_{дy} = 2$ %. Действительное значение глубины связи

$$K_{\rm p} = K_{\rm y} K_{\rm BII} K_{\rm B} K_{\rm I} K_{\rm J}.$$

Для достижения заданной точности стабилизации угла θ должно выполняться условие $K_p \ge K_{Tp}$, на основании которого определяется требуемое значение коэффициента усиления усилителя K_y . Рассчитанное значение K_y должно быть реализовано в схеме АРВ.

Система стабилизации угла θ при использовании современных возбудителей может строиться как двухконтурная с внутренним подчиненным контуром регулирования тока возбуждения.

Соответствующая структурная схема приведена на рис. 2.18, где обозначено:

*K*_{ру}, *K*_{рт} – коэффициенты усиления регуляторов контуров управления углом и током возбуждения;

 $K_{\rm ду}, K_{\rm дт}$ – коэффициенты передачи датчиков угла
θ и тока возбуждения;

 $K_{\rm T} = I_{\rm B} / E_d -$ коэффициент передачи *СД* по току возбуждения;

К_{вп} – коэффициент передачи вентильного преобразователя.



Puc.2.18

Помеха h_1 , действующая на внутренний контур, представляет собой изменение ЭДС возбуждения вследствие отклонений напряжения сети и вариаций сопротивления обмотки возбуждения и может быть рассчитана, как и выше, по соотношению

$$h_1 = \Delta E_d = E_{d2} - E_{d1}.$$

Если принять, что $\Delta E_d = 0,4 E_{dH}$, то относительная статическая ошибка разомкнутого внутреннего контура составит

$$\Delta_1 = \Delta E_d / E_{dH} = 40 \%.$$

При замыкании внутреннего контура относительная ошибка

$$\gamma_1 = \frac{\varDelta_1}{1 + K_{p1}} \varDelta_{\partial m},$$

где *K*_{p1} – коэффициент усиления разомкнутого внутреннего контура;

 $\Delta_{\rm дт}$ – относительная статическая ошибка датчика тока.

Несложно убедиться в том, что при $K_{p1} = 10 \div 20$ относительная ошибка γ_1 уменьшается до значений, которыми при расчете внешнего контура можно пренебречь.

При расчетах внешнего контура коэффициент усиления должен выбираться из условий снижения до допустимых значений действия помехи h_2 , вызванной изменением момента статического сопротивления.

Как показывают расчеты, для сведения относительной статической ошибки в стабилизации угла θ до значений, не превышающих 5-10 %, достаточно иметь коэффициент усиления внешнего контура в разомкнутом состоянии порядка 10 ÷ 20. При этом требуемые значения коэффициента усиления усилителя (регулятора) внешнего контура находятся в этих же пределах. В тех случаях, когда система АРВ строится замкнутой по реактивной мощности CД с внутренним контуром регулирования тока возбуждения, ее структурная схема с учетом модели двигателя может быть представлена в виде, приведенном на рис. 2.19, где $K_{\rm pM}$ и $K_{\rm дM}$ коэффициенты передачи регулятора мощности и датчика мощности соответственно.



Puc. 2.19

Помеха *h* определяется изменением нагрузки *СД* и отклонением сетевого напряжения.

Если принять наиболее неблагоприятную с точки зрения вариаций реактивной мощности ситуацию, когда минимальному значению угла θ_{min} соответствует повышенное напряжение сети U_{max} , а максимальному углу θ_{max} — пониженное напряжение, вариации реактивной мощности могут быть найдены из следующих соотношений:

$$\Delta Q_{cd} = Q_{cdextr} - Q_{HOM};$$

$$Q_{cd \max} = m \frac{E_{dH} U_{\max}}{\sqrt{3} X_d} \cos \theta_{\min} - m \frac{\left(U_{\max}/\sqrt{3}\right)^2}{X_d};$$

$$Q_{cd \min} = m \frac{E_{dH} U_{\min}}{\sqrt{3} X_d} \cos \theta_{\max} - m \frac{\left(U_{\min}/\sqrt{3}\right)^2}{X_d};$$

$$Q_{HOM} = m \frac{E_{dH} U_{HOM}}{\sqrt{3} X_d} \cos \theta_{HOM} - m \frac{\left(U_{HOM}/\sqrt{3}\right)^2}{X_d}.$$

Относительное значение ошибки в стабилизации реактивной мощности при разомкнутом внешнем контуре

$$\Delta = (Q_{\text{cdextr}} - Q_{\text{HOM}}) / Q_{\text{HOM}},$$

как показывают расчеты, в реальных условиях не превышает 30-40 %. Для сведения ее к допустимым величинам требуется реализация усилителя (регулятора мощности) с коэффициентом передачи порядка 5 ÷ 10.

Остановимся на особенностях расчета статики систем стабилизации реактивной мощности в узлах нагрузки СЭС.

Реактивная мощность, потребляемая из энергосистемы узлом нагрузки при работе CД в режиме перевозбуждения, определяется со-отношением

$$Q_c = Q_{\scriptscriptstyle H} - Q_{\scriptscriptstyle C\partial}, \qquad (2.44)$$

где $Q_{\rm H}$ – реактивная мощность электроприемников, подключенных параллельно CД.

Будем рассматривать узел нагрузки с СД как объект управления.

При расчете систем стабилизации реактивной мощности узла нагрузки за выходную переменную ОУ принимается приращение реактивной мощности ΔQ_c , а за входную – изменение напряжения возбуждения двигателя $\Delta U_{\rm B}$.

При расчете статики таких систем в качестве основного возмущения следует рассматривать изменение реактивной мощности смежных электроприемников $\Delta Q_{\rm H}$ и самого двигателя $\Delta Q_{\rm cd}$. Значение $\Delta Q_{\rm H}$ может быть определено по результатам расчетов нагрузок электроприемников:

$$\Delta Q_{\rm H} = Q_{\rm H1} - Q_{\rm H2},$$

где $Q_{\rm H1}$ и $Q_{\rm H2}$ – расчетная реактивная мощность электроприемников, подключенных параллельно *СД*, для режимов максимальной и минимальной нагрузок.

Таким образом, как показывает проведенный анализ, в системах стабилизации реактивной мощности и угла нагрузки *СД* необходимые статические характеристики систем АРВ могут быть обеспечены при относительно небольших значениях $K_p = 10 \div 20$.

Использование многоконтурного принципа построения системы APB с внутренним замкнутым по току возбуждения контуром, подавляющим действие ряда помех, дополнительно снижает требование к коэффициенту усиления внешнего контура.

2.3.5. Особенности синтеза систем АРВ, построенных по принципу подчиненного регулирования координат

Рассмотрим особенности синтеза СПР синхронным двигателем применительно к системе стабилизации угла нагрузки. В структуре CД, как показано выше (см. рис. 2.15), для рассматриваемой выходной переменной можно в прямой цепи выделить два динамических звена. Внутренний контур системы (рис. 2.20) строится замкнутым по току возбуждения двигателя.



Puc. 2.20

Он включает звено с передаточной функцией $W_1(p)$, отражающее инерционность связи ЭДС E_d с напряжением возбуждения $U_{\rm B}$, вентильный преобразователь, динамические свойства которого описываются передаточной функцией $W_{\rm Bn}(p)$, а также звенья с коэффициентами передачи $K_{\rm дr}$ датчика тока и $K_{\rm r}$, связывающего ток возбуждения с ЭДС двигателя.

Датчик тока возбуждения в системах АРВ выполняется в виде шунта в цепи питания обмотки возбуждения или трех трансформаторов тока, включенных в цепь питания тиристорного преобразователя и трехфазного выпрямителя, – это позволяет не использовать фильтр на выходе датчика. Благодаря этому датчик тока возбуждения можно рассматривать в качестве пропорционального звена.

Динамические свойства вентильного преобразователя описываются передаточной функцией апериодического звена

$$W_{\rm BII}(p) = K_{\rm BII} / (T_{\rm BII}p + 1)$$

причем его постоянная времени $T_{\rm вп}$ на порядок меньше других постоянных времени и принимается в качестве «малой» нескомпенсированной постоянной

$$T_{\mu 1} = T_{\rm BH}$$

Преобразуем структурную схему системы, перенеся вход канала гибкой обратной связи на вход звена с передаточной функцией $W_1(p)$, как показано на рис. 2.20 пунктиром. Тогда при синтезе регулятора внутреннего контура в качестве эквивалентного объекта следует рассматривать замкнутую цепь, включающую звенья $W_1(p), W_3(p), W_4(p)$, передаточная функция которого

$$W_{_{90}}(p) = \frac{W_{_{1}}(p)}{1 + W_{_{1}}(p)W_{_{3}}(p)W_{_{4}}(p)}$$

после преобразований приводится к виду

$$W_{_{90}}(p) = \frac{T_{1}^{2}p^{2} + T_{2}p + 1}{a_{0}p^{3} + a_{1}p^{2} + a_{2}p + 1},$$

где $a_0 = T'_d T_1^2$; $a_1 = T_1^2 + T_2 T'_d$; $a_2 = T'_d + K_1 K_3 + T_2$.

Как правило, полином знаменателя последнего выражения содержит пару комплексно-сопряженныхи один вещественный корень и может быть представлен в виде

$$(T_{\mathfrak{I}}^{2}p^{2}+2\zeta_{\mathfrak{I}}T_{\mathfrak{I}}p+1)(T_{\mathfrak{I}}p+1),$$

причем постоянная времени T_{31} и коэффициент затухания ζ_3 близки к соответствующим параметрам числителя выражения для $W_{30}(p)$. Это позволяет аппроксимировать динамические свойства объекта передаточной функцией

$$W_{30}(p) \approx 1 / (T_{32}p + 1),$$

то есть принять, что внутренний контур содержит одну «большую» постоянную времени T_{32} , подлежащую компенсации.

В соответствии с общей методикой синтеза СПР передаточная функция внутреннего контура в разомкнутом состоянии после введения регулятора тока возбуждения должна соответствовать настройке на оптимум по модулю и иметь вид

$$W_{p1}(p) = \frac{1}{2T_{\mu 1}(T_{\mu 1}p+1)}.$$
(2.45)

То есть после введения регулятора должно выполняться соотношение

 $W_{\rm ptb}(p) = W_{\rm BII}(p)K_{\rm B}W_{
m 90}(p)K_{\rm T}K_{\rm dt} = W_{\rm pl}(p),$

откуда передаточная функция регулятора тока возбуждения

$$W_{pms}\left(p\right)=\frac{T_{32}p+1}{T_{u1}p},$$

где постоянная времени интегрирования

$$T_{\mu l} = 2 T_{\mu l} K_{\rm BH} K_{\rm B} K_{\rm T} K_{\rm T} K_{\rm T}.$$

Таким образом, регулятор тока возбуждения представляет собой типовой пропорционально-интегральный (ΠU) регулятор, причем постоянная времени форсирующего звена регулятора равна T_{32} , то есть параметры регулятора должны выбираться из условий

$$R_{\rm BX} C = T_{\rm HI}; R_{\rm oc} C = T_{\rm 32}.$$

В результате введения синтезированного регулятора тока возбуждения аппроксимированное выражение для передаточной функции замкнутого контура приводится к виду

$$W_{_{\mathcal{H}K}}(p) = \frac{1/K_{_{\partial m}}K_{_{m}}}{2T_{_{\mu 1}}p^{^{2}} + 2T_{_{\mu 1}}p + 1} \approx \frac{1/K_{_{\partial m}}K_{_{m}}}{2T_{_{\mu 1}}p + 1}.$$

При настройке на оптимум по модулю внешнего контура, содержащего инерционность в цепи обратной связи, желаемая передаточная функция контура в разомкнутом состоянии задается в виде, аналогичном выражению (2.45)

$$W_{p2}(p) = \frac{1}{T_0 p(T_{\mu 2} p + 1)},$$

при этом постоянная *T*₀, согласно [9], выбирается по следующей формуле:

$$T_{0} = 2T_{\mu 1} + T_{\partial y} + \sqrt{\left(2T_{\mu 1} + T_{\partial y}\right)^{2} + T_{\partial y}^{2}},$$

а малая постоянная времени внешнего контура принимается

$$T_{\mu c2} = (T_0 - T_{\rm dy}) / 2.$$

Передаточная функция регулятора угла определяется аналогично и будет иметь вид:

$$W_{py}(p) = \frac{T_1^2 p^2 + T_2 p + 1}{T_{u2} p},$$

где постоянная времени интегрирования

$$T_{u2} = \frac{K_{\partial y} K_1}{K_{\partial m} K_m} T_0.$$

Числитель выражения для полученной передаточной функции регулятора угла нагрузки в случае, когда выполняется соотношение

$$T_2 \ge 2T_1,$$

может быть разложен на сомножители и представлен в виде

$$(T_{01}p+1)(T_{02}p+1).$$

Следовательно, регулятор при этом представляет собой типовой пропорционально-интегрально-дифференциальный (ПИД) регулятор.

Наряду с выполнением регуляторов системы APB на операционных усилителях возможна их программная реализация на микропроцессорах.

В частности для пропорционально-интегрального регулятора, рассматривая в качестве входного сигнала сигнал ошибки x_{δ} , а в качестве выходного – функцию $x_1(t)$, уравнение регулятора можно записать в виде

$$x_{1}(t) = K_{r0}x_{\delta}(t) + \frac{1}{T_{u1}}\int_{0}^{t} x_{\delta}(t)dt; \quad K_{r0} = \frac{T_{32}}{T_{u1}}.$$

Для дискретных моментов времени $n\Delta t$, n = 0, 1, ..., приближенно можно записать

$$\int_{0}^{t} x_{\delta}(t) dt \cong \int_{0}^{t-\Delta t} x_{\delta}(t) dt + \frac{x_{\delta}[n\Delta t] - x_{\delta}[(n-1)\Delta t]}{2} \Delta t.$$

После преобразований последнего выражения в дискретной форме будем иметь

$$x_1[n\Delta t] = K_{r1}x_{\delta}[n\Delta t] + K_{r2}x_{\delta}[(n-1)\Delta t] + x_1[(n-1)\Delta t],$$

где

$$K_{r1} = K_{r0} + \frac{\Delta t}{2T_u}; \quad K_{r2} = -K_{r0} + \frac{\Delta t}{2T_u}$$

В соответствии с приведенными выражениями программно реализуется цифровой *ПИ*-регулятор. По аналогичным соображениям строится программно реализуемый алгоритм для *ПИД*-регулятора.

Проблема автоматизации управления *СД* наряду с вопросами построения замкнутых систем регулирования включает в себя также ряд дополнительных задач, выходящих за рамки настоящего исследования. К указанным задачам относятся автоматизация процессов пуска и самозапуска *СД* с подачей напряжения возбуждения с учетом взаимного положения осей магнитных полей ротора и статора, гашение поля при от-
ключении двигателя, форсировка возбуждения и другие. Причем для реализации этих функций наиболее эффективно использовать достаточно сложные алгоритмы, включающие логические функции.

Отмеченные обстоятельства позволяют утверждать, что наиболее перспективным является построение систем управления CД, называемых также возбудителями, на основе средств микропроцессорной техники, обеспечивающих в том числе программную реализацию полученных выше технически оптимальных регуляторов системы APB.

Применение средств микропроцессорной техники открывает новые возможности повышения качества регулирования, не используемые в существенных аналоговых возбудителях:

 – значительно упрощается и становится технически оправданной реализация адаптивных алгоритмов управления возбуждением с учетом основных нелинейностей объекта управления;

 – становится возможным автоматическое изменение уставки системы АРВ с учетом оптимальных суточных графиков потребления реактивной мощности, задаваемых энергосистемой.

Кроме того, как было отмечено выше, для оптимизации режимов питающей сети систему АРВ предпочтительно строить замкнутой по реактивной мощности узла нагрузки. В то же время возможные возмущения со стороны нагрузки двигателя, опасные с точки зрения его устойчивости, вынуждают замыкать систему по углу нагрузки *СД*.

2.4. Статическая (угловая) характеристика синхронного двигателя на основе двухфазной модели

Двухфазная модель такой машины представлена схемой на рис. 2.21,*а*.

Обмотки фаз статора питаются симметричной двухфазной системой напряжений

$$\mathbf{M} u_{1\alpha} = U_{1max} \sin \omega_{0,\alpha} t,$$

$$\mathbf{H} u_{1\beta} = U_{1max} (\sin \omega_{0,\alpha} t - \pi / 2) = -U_{1} \cos \omega_{0,\alpha} t$$



Обмотка возбуждения размещена на оси *d* явнополюсного ротора и подключена к источнику постоянного напряжения *Us*.

Уравнения электрического баланса напряжений, записанные для реальных переменных в осях α, β,*d*,*q*, имеют вид:

$$\mathbf{M} u_{1\alpha} = R_{1} i_{1\alpha} + d \Psi_{1\alpha} / dt,$$

$$\mathbf{H} u_{1\beta} = R_{1} i_{\beta} + d \Psi_{1\beta} / dt,$$

$$\mathbf{U}_{e} = R_{e} i_{e} + d \Psi_{e} / dt.$$
(2.46)

Особенностью рассматриваемого двигателя является синхронное вращение ротора с вращающимся полем статора. При работе в двигарежиме ротор тельном статора отстает OT поля на УГОЛ $\theta_{_{3\!n}} = \varphi_{_{0\!3\!n}} - \varphi_{_{3\!n}} = \omega_{_{0\!3\!n}} t - \varphi_{_{3\!n}}$, поэтому наиболее удобный для анализа вид уравнения механической характеристики d. имеют В осях q(рис. 2.21,б)). Вначале преобразуем напряжения $u_{1\alpha}, u_{1\beta}$ к осям d, q:

$$\begin{aligned} u_{1d} &= u_{1\alpha} \cos \varphi_{_{3\eta}} + u_{1\beta} \sin \varphi_{_{3\eta}} = \\ &= U_{_{1max}} (\sin \omega_{_{0y\eta}} t \cos \varphi_{_{3\eta}} - \cos \omega_{_{0y\eta}} t \sin \varphi_{_{3\eta}}) = U_{_{1max}} \sin \theta_{_{3\eta}}, \\ &= u_{1q} = -u_{_{1\alpha}} \sin \varphi_{_{3\eta}} + u_{_{1\beta}} \cos \varphi_{_{3\eta}} = \\ &= U_{_{1max}} (-\sin \omega_{_{0y\eta}} t \sin \varphi_{_{3\eta}} - \cos \omega_{_{0y\eta}} t \cos \varphi_{_{3\eta}}) = -U_{_{1max}} \cos \theta_{_{3\eta}}. \end{aligned}$$

Подставив преобразованные выражения напряжений в (2.46)и дополнив эту систему уравнением электромагнитного момента, получим уравнения синхронного двигателя в осях *d*, *q*:

Потокосцепления в (2.47) определяются следующим образом:

$$\Psi_{1d} = L_{1d}i_{1d} + L_{12d}i_{e},$$

$$\Psi_{1q} = L_{1q}i_{1q}.$$
(2.48)

Здесь L_{12d} – взаимоиндуктивность между статором и ротором.

Уравнение статической (угловой) характеристики может быть получено при условии d/dt=0 и $\omega_{_{\mathfrak{I}\mathfrak{I}}} = \omega_{_{\mathfrak{I}\mathfrak{I}}}$. Кроме того, для упрощения полагаем $R_1=0$. Тогда (2.47) примет вид:

$$\begin{aligned} & = U_{1max} \sin \theta_{3n} = -\omega_{03n} L_{1q} I_{1q} = -x_{1q} I_{1q}, \\ & = U_{1max} \cos \theta_{3n} = \omega_{03n} L_{1d} I_{1d} - \omega_{03n} L_{12d} I_{e} = x_{1d} I_{1d} - E_{max}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & = M = p_{n} [-L_{12d} I_{e} i_{1q} + (L_{1d} - L_{1q}) I_{1d} I_{1q}]. \end{aligned}$$

$$\end{aligned}$$

Из первого и второго уравнения (2.49) определяются токи *I*_{1q} и *I*_{1d}:

Подставляя полученные токи с учетом

$$L_{12d}I_{s} = \frac{E_{max}}{\omega_{03\pi}}$$

в третье уравнение, получим для двухфазной обобщенной синхронной машины угловую характеристику:

$$M = \frac{U_{1max}E_{max}\sin\theta_{3n}}{\omega_0 x_{1d}} + \frac{U_{1max}^2}{2\omega_0} \frac{3}{2} \frac{1}{x_{1q}} - \frac{1}{x_{1d}} \frac{1}{4} \sin 2\theta_{3n}.$$
 (2.51)

Угловая характеристика $M = f(\theta_{n})$ показана на рис. 2.22.

Уравнение (2.51) и угловая характеристика показывают, что электромагнитный момент синхронного двигателя состоит из двух составляющих, первая из которых обусловлена взаимодействием вращающегося поля статора с полем активного (возбужденного) ротора, а вторая представляет собой реактивный момент, обусловленный пассивным свойством явнополюсного ротора. Вследствие этого энергия магнитного поля максимальна при любом из двух угловых положений ротора (0° и 180°) относительно магнитного поля статора.

Производя замену переменных двухфазной машины на трехфазную и переходя к действующим значениям напряжений и ЭДС, получим окончательно известное выражение для угловой характеристики синхронной машины:

$$M = \frac{3U_{1}E}{\omega_{0}x_{1d}}\sin\theta_{3\pi} + \frac{3U_{1}^{2}}{2\omega_{0}}\frac{3\pi}{3}I_{1q} - \frac{1}{x_{1d}}\frac{1}{3}\sin^{2}\theta_{3\pi}.$$
 (2.52)



Puc. 2.22

Видно, что увеличение угла $\theta_{_{3,1}}$ вызывает рост электромагнитного момента M, при малых $\theta_{_{3,1}}$ зависимость близка к линейной, при $M = M_{_{HOM}}$ угол $\theta_{_{3,1}}$ составляет величину порядка $20 \div 30^{\circ}$, перегрузочная способность λ_{max} лежит в пределах $\lambda_{max} = 2 \div 3$.

2.5. СИСТЕМА ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫМ СИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Для построения систем векторного управления процессы в синхронном двигателе описываются наиболее удобно системой уравнений во вращающихся координатах d - q, связанных с ротором [12]:

$$\begin{aligned}
\mathbf{\Psi}_{d} &= R_{s}i_{d} + d\Psi_{d}/dt - \omega_{\scriptscriptstyle \Im\Pi}\Psi_{q}, \\
\mathbf{\Psi}_{q} &= R_{s}i_{q} + d\Psi_{q}/dt + \omega_{\scriptscriptstyle \Im\Pi}\Psi_{d}, \\
\mathbf{\Psi}_{f} &= R_{f}i_{f} + d\Psi_{f}/dt, \\
\mathbf{\Psi}_{f} &= \frac{3}{2}p_{n}(\Psi_{d}i_{q} - \Psi_{q}i_{d}).
\end{aligned}$$
(2.53)

Структурная схема, соответствующая системе уравнений (2.53), с учетом раскрытия потокосцеплений представлена на рис. 2.23.

Здесь u_d , u_q ; i_d , i_q – проекции обобщенных векторов напряжения и тока статора на оси вращающейся системы координат (по поперечной оси d и продольной q);

 $u = \sqrt{u_d^2 + u_q^2}$; $i = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$ – модули напряжения и тока статора; Ψ_d и Ψ_q – потокосцепления статора по осям duq;

 u_{f} , i_{f} , Ψ_{f} – напряжение, ток и потокосцепление обмотки возбуждения; ω – угловая скорость вращения ротора *СД*;

 $\omega_{\scriptscriptstyle \! 3\! n}$ – угловая скорость ротора, приведенная к двухполюсной ма-шине;

$$M = \frac{3}{2} p_n (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d).$$

На рис. 2.23 *J* – момент инерции; *M*, *M*_c – электромагнитный момент и момент нагрузки *СД*, при этом электромагнитный момент определяется по выражению (2.53), где *p*_n – число пар полюсов.



Puc. 2.23

2.5.1. Расчет параметров структурной схемы синхронного двигателя

Для расчета параметров структурной схемы *СД* необходимо иметь следующие данные:

 L_d, L_q – индуктивности по продольной и поперечной осям;

 R_s – активное сопротивление обмотки статора;

 L_{ff} , R_f – собственная индуктивность и активное сопротивление обмотки возбуждения;

М_f – максимальное значение взаимной индукции между обмоткой возбуждения и фазой статора.

На основании этих данных рассчитываем:

$$L_{d} = \frac{3M_{f}^{2}}{2L_{ff}}; K_{f} = \frac{M_{f}}{L_{ff}};$$

$$T_{d0} = \frac{L_{ff}}{R_{f}} - \text{постоянная времени обмотки возбуждения при разо-$$

мкнутой цепи статора;

$$T_{sq} = \frac{L_q}{R_s}; \ T_{sd} = \frac{L_d}{R_s} -$$
 постоянные времени по осям $q, d.$

2.5.2. Функциональная схема системы векторного управления синхронным электроприводом

На рис. 2.24 приведена функциональная схема системы векторного управления частотно-регулируемым синхронным электроприводом, реализующей управление при постоянном потокосцеплении статора ($\Psi_S = \text{const}$) для случая однозонного регулирования скорости.

Путем введения контуров регулирования мгновенных значений токов фаз статора с регуляторами тока $PT\Phi A$, $PT\Phi B$, $PT\Phi C$ преобразователю частоты придаются свойства инвертора тока. Входными сигналами для контуров тока фаз служат сигналы задания мгновенных значений тока в статорных обмотках Σ_A^* , Σ_B^* , Σ_C^* .

114

Поскольку регулирующая часть системы управления построена во вращающейся системе координатd-q, а силовая часть представляет собой трехфазную систему переменного тока, то в систему векторного управления введены согласующие функциональные блоки (координатные преобразователи).

Сигналы Σ_d^* и Σ_q^* преобразуются в задающие периодические сигналы Σ_A^* , Σ_B^* , Σ_C^* на входе регуляторов фазных токов с помощью координатных преобразователей $\Pi K1$, $\Pi K2$ и датчика углового положения *BC*.

В координатном преобразователе $\Pi K1$ сигналы во вращающейся системе d-q преобразуются в двухфазную неподвижную систему координат переменного тока α – β в соответствии с равенствами

 $\Sigma_{\beta}^{*} = \Sigma_{d}^{*} \sin \alpha + \Sigma_{q}^{*} \cos \alpha;$

 $\Sigma_{\alpha}^{*} = \Sigma_{d}^{*} \cos \alpha - \Sigma_{q}^{*} \sin \alpha.$

В координатном преобразователе *ПК*2 осуществляется преобразование двухфазной системы α–β в трехфазную *A*, *B*, *C* согласно выражениям:

$$\Sigma_{A}^{*} = \Sigma_{\alpha}^{*};$$

$$\Sigma_{B}^{*} = \left(-\Sigma_{\alpha}^{*} + \sqrt{3}\Sigma_{\beta}^{*}\right) / 2;$$

$$\Sigma_{C}^{*} = \left(-\Sigma_{\alpha}^{*} - \sqrt{3}\Sigma_{\beta}^{*}\right) / 2.$$

Данные преобразования осуществляются по каналу задания. По каналу обратной связи осуществляются обратные преобразования.

В координатном преобразователе *ПК*4 трехфазная система *A*, *B*, *C* преобразуется в двухфазную α–β:

$$i_{\alpha} = i_A;$$

 $i_{\beta} = (i_B - i_C) / \sqrt{3}.$

В координатном преобразователе *ПК*З двухфазная система α–β преобразуется в проекции обобщенного вектора на оси вращающейся системы координат *d*–*q*:

 $i_d = i_\alpha \cos \alpha + i_\beta \sin \alpha;$ $i_q = -i_\alpha \sin \alpha + i_\beta \cos \alpha.$



Puc. 2.24

В указанных соотношениях α – угол между неподвижной системой координат α – β , связанной со статором, и вращающейся системой координат d–q, связанной с ротором. Этот угол вводится в систему управления посредством датчика положения *BC*.

В решающем устройствеРУ вычисляется потокосцепление ротора Ψ_f в соответствии с выражением

$$\Psi_f = \frac{3}{2}M_f i_d + L_{ff} i_f.$$

Векторная система управления содержит контуры регулирования токов i_d , i_q , с регуляторами PT_d , PT_q контур регулирования потокосцепления ротора $\Psi_f c$ регулятором $P\Pi_f$. При этом три вышеуказанных контура образуют в совокупности многомерный (трехмерный) контур момента с сигналом задания M^* , поступающим с регулятора скорости *PC*. Задающие сигналы на входе контуров регулирования продольной i_d , и поперечной i_q составляющих токов статора и потокосцепления обмотки возбуждения Ψ_f формируются блоками нелинейностей *БH*1–*БH*3.

Указанные нелинейности реализуют зависимость i_d , i_q , Ψ_f от момента M при Ψ_s =const в соответствии со следующими выражениями [12]:

$$i_{d} = -\frac{L_{q}}{\Psi_{s} \times \sqrt{1 + \frac{M^{2}}{\left(\frac{3}{2}p_{n}\Psi_{s}\right)^{2}} \frac{L_{q}^{2}}{\Psi_{s}^{2}}} \frac{M^{2}}{\left(\frac{3}{2}p_{n}\Psi_{s}\right)^{2}};$$

$$i_{q} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{M^{2}}{\frac{3}{3}} \frac{L_{q}^{2}}{p_{n}} \frac{\mu_{s}^{2}}{\Psi_{s}} \frac{\mu_{s}^{2}}{\Psi_{s}^{2}}} \frac{M}{\frac{3}{2}} p_{n} \Psi_{s}^{2}};$$

$$\Psi_{f} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{M^{2}}{\left(\frac{3}{2}p_{n}\Psi_{s}\right)^{2}}\frac{L_{q}^{2}}{\Psi_{s}^{2}}}} \left[L_{ff}I_{f0} + \frac{L_{d}'L_{q}}{K_{f}\Psi_{s}}\frac{M^{2}}{\left(\frac{3}{2}p_{n}\Psi_{s}\right)^{2}} \right],$$

где $I_{f\,0}$ – ток возбуждения по характеристике холостого хода.

При высоком быстродействии внутренних контуров регулирования многомерного контура момента блоки нелинейностей по существу компенсируют нелинейности объекта – *СД* – в системе координат *d*–*q*.

Система управления также содержит задатчик интенсивности ЗИ.

2.6. РАСЧЕТ СИСТЕМ ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ СИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

В соответствии с функциональной схемой (рис. 2.24) на рис. 2.25 приведена структурная схема системы векторного управления синхронным электроприводом, построенная по принципу подчиненного регулирования [12].

Три действительных контура регулирования фазных токов статора с регуляторами $PT\Phi A$, $PT\Phi B$ и $PT\Phi C$ заменяются на структурной схеме двумя эквивалентными «фиктивными» контурами во вращающейся системе d-q с регуляторами $PT\Phi_d$ и $PT\Phi_q$. Вследствие симметрии регуляторов фазных токов и их идентичности в системе координат статора A, B, C и ротора d-q полная компенсация постоянных времени T_{sd} и T_{sq} оказывается невозможной. Компромиссным вариантом является настройка контуров регулирования на среднюю постоянную времени

$$T_{cp} = (T_{sd} + T_{sq}) / 2.$$
 (2.54)



При этом передаточные функции «фиктивных» регуляторов $PT\Phi_d$, $PT\Phi_q$ и, следовательно, регуляторов в системе координат статора $PT\Phi A$, $PT\Phi B$, $PT\Phi C$ определяются из условий приближенного технического оптимума. При этом желаемая передаточная функция разомкнутого контура имеет вид [12]

$$W_{\mathcal{K}T\Phi}(p) = \frac{T_{cp}}{2T_{\mu i} (T_{\mu i} p + 1) (T_{cp} p + 1)}.$$
(2.55)

В существенной области частот ЛАХ приближенного технического оптимума мало отличается от ЛАХ технического оптимума.

2.6.1. Контур регулирования тока фазы

Согласно рис. 2.25, структурная схема контура регулирования тока в осях *d*–*q* будет иметь вид, приведенный на рис. 2.26.

В состав объекта управления этого контура входит автономный инвертор напряжения с передаточной функцией

$$\frac{K_{TTT}}{T_{\mu i}p + 1}$$

и звено с передаточной функцией

$$\frac{\frac{1}{R_s}}{\frac{T_{sq} + T_{sq}}{2}p + 1},$$

где $T_{\mu i}$ – малая постоянная времени, равная 1/*f*, где *f* – частота ШИМ инвертора (*f* = 1 кГц и более).



Puc. 2.26

Контур тока настраивается на приближенный технический оптимум. Тогда желаемая передаточная функция разомкнутого контура тока будет иметь вид (2.55) с учетом (2.54)

$$W_{\mathcal{K}T\Phi}(p) = \frac{\frac{T_{sq} + T_{sq}}{2}R_{s}}{2T_{\mu i}(pT_{\mu i} + 1)_{sq}^{3}} \frac{T_{sq} + T_{sq}}{2}p + 1_{HI}^{HI} = \frac{1}{2}$$

$$= W_{PT\Phi d-q}(p) \frac{K_{TTT}}{pT_{\mu i} + 1} \frac{/R_{S}}{\frac{T\breve{y} + T_{sq}}{2}p + 1} K_{T\Phi},$$

откуда передаточная функция регулятора тока

$$W_{PT\phi_{d-q}}(p) = \frac{(T\breve{y} + T_{sq})R_{s}}{4T_{\mu i}K_{TTI}K_{T\phi}},$$
(2.56)

где *К*_{ТП} – коэффициент передачи инвертора напряжения с ШИМ;

К_{тф} – коэффициент передачи датчика тока фазы.

Таким образом, согласно выражению (2.56), регуляторами тока фаз являются *П*-регуляторы.

Приближенные передаточные функции замкнутых «фиктивных» контуров регулирования токов *i*_dи *i*_qсоответственно:

$$W_{3T\Phi q}(p) \approx \frac{K_1}{2K_2 T_{\mu i} p + 1} \frac{1}{K_{T\Phi}};$$
 (2.57)

$$W_{3T\phi d}(p) \gg \frac{K_1}{2K_3T_{\mu i}p + 1} \frac{1}{K_{T\phi}},$$
 (2.58)

где

$$K_{1} = \frac{T_{cp}}{T_{cp} + T_{\mu i}}; \quad K_{2} = \frac{T_{sq} + T_{\mu i}}{T_{cp} + 2T_{\mu i}}; \quad K_{3} = \frac{T_{sd}' + T_{\mu i}}{T_{cp} + 2T_{\mu i}}.$$
(2.59)

2.6.2. Контур регулирования тока i_d , i_q

Структурная схема контура регулирования тока i_q включает в себя замкнутый контур регулирования тока фазы с передаточной функцией (2.57) и регулятор тока PT_q (см. рис. 2.27).

Этот контур настраивается на технический оптимум. Тогда желаемая передаточная функция разомкнутого контура будет иметь вид:

$$W_{\mathcal{K}Tq}(p) = \frac{1}{4T_{\mu i}p(2T_{\mu i}p+1)} = W_{PTq}(p)\frac{K_1}{2K_2T_{\mu i}p+1}\frac{1}{K_{T\phi}}K_T,$$

откуда передаточная функция регулятора PT_q

$$W_{PTq}(p) = \frac{K_{T\phi}}{4K_1 K_2 K_T T_{\mu i} p},$$
(2.60)

где $K_{\rm T}$ – коэффициент передачи датчика тока i_q .



Puc. 2.27

Таким образом, согласно выражению (2.60), регулятор PT_q является *И*-регулятором, что обеспечивает компенсацию статической ошибки замкнутого контура регулирования фазного тока.

Аналогично рассчитывается регулятор тока *РТ_d*. В результате передаточная функция этого регулятора имеет вид:

$$W_{PTd}(p) = \frac{K_{T\phi}}{4K_1 K_3 K_T T_{\mu i} p}.$$
 (2.61)

Передаточные функции замкнутых контуров тока i_d , i_q имеют вид:

$$W_{3Td,q}(p) \gg \frac{1}{K_T} \frac{1}{4T_{\mu i}p + 1}$$
 (2.62)

2.6.3. Контур регулирования потокосцепления обмотки возбуждения

Согласно рис. 2.25, структурная схема контура регулирования потокосцепления обмотки возбуждения без учета перекрестных связей в объекте управления имеет вид, представленный на рис. 2.28.



Puc. 2.28

На рис. 2.28 приведены следующие обозначения:

*K*_B, *T*_{µf} – коэффициент передачи и постоянная времени возбудителя соответственно;

*К*_{П*f*} – коэффициент передачи датчика потокосцепления.

Контур регулирования потокосцепления обмотки возбуждения настраивается на технический оптимум. Тогда желаемая передаточная функция разомкнутого контура будет иметь вид

$$W_{\mathcal{K}\Pi B}(p) = \frac{1}{2T_{\mu f} p(T_{\mu f} p+1)} = W_{P\Pi B}(p) \frac{K_B}{T_{\mu f} p+1} \frac{T_d \breve{y}}{T_d \breve{y} p+1} K_{\Pi f},$$

откуда передаточная функция регулятора потокосцепления обмотки возбуждения

$$W_{P\Pi B}(p) = \frac{T'_{d0}p + 1}{2K_{B}K_{\Pi f}T'_{d0}T_{\mu f}p}.$$
(2.63)

Таким образом, согласно выражению (2.63), регулятором потокосцепления обмотки возбуждения является *ПИ*-регулятор.

Передаточная функция замкнутого контура тока имеет вид

$$W_{3\Pi B}(p) \gg \frac{1}{K_{\Pi f}} \frac{1}{2T_{\mu f} p + 1}.$$
 (2.64)

2.6.4. Контур регулирования скорости

В состав объекта управления контура регулирования скорости входят многомерный (трехмерный) контур момента и звено с передаточной функцией 1/Jp. При этом быстродействие регулирования момента CД определяется контурами регулирования токов i_d, i_q . Влияние контура регулирования потокосцепления обмотки возбуждения на динамику изменения момента незначительно. Тогда передаточная функция многомерного контура регулирования момента может быть аппроксимирована звеном первого порядка

$$W_{MKM}(p) = \frac{M(p)}{{}^{*}}_{M(p)} = \frac{K_{M}}{4T_{\mu i}p + 1},$$
(2.65)

где $K_{M} = \frac{M_{HOM}}{*}$, а M_{HOM}^{*} – величина сигнала задания, соответствующая M_{HOM}

номинальному моменту двигателя $M_{\text{ном}}$.

Тогда структурная схема контура регулирования скорости будет иметь вид, представленный на рис. 2.29.



Puc. 2.29

На рис. $2.29K_{\omega}$ – коэффициент передачи датчика скорости.

Контур регулирования скорости настраивается на симметричный оптимум. Тогда желаемая передаточная функция разомкнутого контура

$$W_{\mathcal{K}C}(p) = \frac{1}{8T_{\mu i}p(4T_{\mu i}p+1)} \frac{16T_{\mu i}p+1}{16T_{\mu i}} = W_{PC}(p)\frac{K_{M}}{4T_{\mu i}p+1} \frac{1}{Jp}K_{\omega}$$

откуда определяем передаточную функцию регулятора скорости

$$W_{PC}(p) = \frac{(16T_{\mu i}p+1)J}{16T_{\mu i}pr \ 8K_{M}K_{\omega}T_{\mu i}}.$$
(2.66)

Таким образом, согласно выражению (2.66), регулятором скорости является *Ш*-регулятор.

При синтезе систем векторного управления частотнорегулируемым синхронным электроприводом не учитывалась связанность объекта управления. Поэтому рассмотренные алгоритмы синтеза системы управления имеют приближенный характер. В строгой постановке задачи системы векторного управления *СД* должны синтезироваться в классе многосвязных оптимальных систем [12].

2.7. ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ

1. В чем отличие конструкции синхронного электродвигателя от конструкции асинхронного?

2. Определите отличия явнополюсного синхронного двигателя от неявнополюсного.

3. Почему в синхронном двигателе обсуждают рассогласование между ротором и полем статора?

4. Как производится пуск синхронного двигателя?

5. Дайте понятие о реактивных сопротивлениях по продольной и поперечной осям синхронного двигателя.

6. Объясните, на что влияет ток возбуждения синхронного двигателя.

Что такое компенсирующая способность синхронного двигателя?

8. Приведите выражение для реактивной мощности синхронного двигателя.

9. Запишите угловую характеристику синхронного двигателя. Объясните ее смысл.

10. Чем определяется максимальный момент двигателя?

11. От чего зависит величина угла θ ?

12. Как осуществляют пуск синхронного электродвигателя?

13. Что такое компенсация реактивной мощности с помощью синхронного электродвигателя?

14. В чем состоит принцип компенсации реактивной мощности с помощью синхронного электродвигателя?

15. Нарисуйте структурную схему автоматического регулятора возбуждения.

16. Какую выгоду несет в себе использование систем автоматического регулирования возбуждения?

17. На что влияет уточнение угловой характеристики при учете двойного угла $\theta_{2\pi}$?

18. Объясните, для чего при векторном описании синхронного электродвигателя переходят к вращающимся координатам *d*–*q*.

19. Какие упрощения проводят при синтезе системы векторного управления как системы подчиненного регулирования?

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В заключении отметим, что мы рассмотрели один из возможных традиционных вариантов проектирования и расчета векторных систем управления. Еще раз подчеркнем, что частотно-регулируемый электропривод представляет собой нелинейный многосвязный объект управления с переменными параметрами. При этом регулируемые координаты электропривода (потокосцепление, электромагнитный момент, а иногда и скорость вращения) не доступны непосредственному измерению. Поэтому в последнее время большое внимание уделяется построению систем управления электроприводами с косвенным измерением регулируемых переменных. Здесь широко используются методы параметрической идентификации и оценивания с использованием теории оптимальной фильтрации Р.Калмана и другие методы.

Использование микропроцессоров в преобразователях частоты позволяет реализовать и более сложные, эффективные законы управления электроприводами переменного тока, и решению указанных задач в настоящее время уделяется большое внимание. Зарубежные фирмы, выпускающие преобразователи частоты, ограничиваются по этому вопросу краткими сообщениями, не раскрывая суть предлагаемых алгоритмов управления электроприводами переменного тока.

В тех случаях, когда к приводу не предъявляются жесткие требования, используются простые и, следовательно, имеющие меньшую стоимость модификации преобразователей без обратной связи по жесткости, работающих по принципу U/f-регулирования при различных соотношениях между напряжением и частотой. При этом не требуется применение двигателя со специальным датчиком. Повышение жесткости IRмеханических характеристик достигается применением компенсации, увеличением напряжения в области низких частот компенсацией скольжения путем увеличения частоты при увеличении нагрузки. При больших диапазонах регулирования и высоких требованиях к динамике применяются более сложные алгоритмы управления, в частности, векторное управление без датчика и с датчиком обратной

127

связи с преобразователями, управляемыми напряжением или током. Применение векторного управления с датчиком обратной связи позволяет получить диапазон регулирования скорости до нескольких тысяч при высоких динамических свойствах. При этом перегрузочная способность в диапазоне от максимальной частоты до 0,1 Гц поддерживается постоянной.

Управление в таких электроприводах осуществляется с применением полевых шин MODBUS, PROFIBUS, CANOpen, DeviceNetuдp.

Кроме того, все это способствует и повышению энергоэффективности промышленных установок.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙСПИСОК

1. Абрамович Б.Н., Коновалов Ю.В. Дополнительные потери активной мощности в комплексах «синхронный двигатель – система возбуждения» при работе их в режиме компенсатора реактивной мощности // Промышленная энергетика. – 1988. –№ 4. – С.55.

2. Велин Н.В., Рассказов Ф.Н. Синтез оптимальных стохастических систем управления электроприводами: учебное пособие. –Самара:СамГТУ, 1996.

3. Возбудители серии ТЕ8-320. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. – Л., 1981. – 195с.

4. Ключев В.И. Теория электропривода. – М.: Энергоатомиздат, 1998. – 704 с.

5. Ковчин С.А., Сабинин Ю.А. Теория электропривода: учебник для вузов. – СПб.: Энергоатомиздат, 1994.

6. Лищенко А.И. Синхронные двигатели с автоматическим регулированием возбуждения. – Киев: Техніка, 1969. – 192 с.

7. Петелин Д.П. Автоматическое управление синхронными электроприводами. – М.: Энергия, 1968. – 193с.

8. Петров Ю.П. Синтез оптимальных систем управления при неполностью известных возмущающих силах. – Л.: Изд-во Ленинград. ун-та, 1987. – 292с.

9. Рапопорт Э.Я. Системы подчиненного регулирования электроприводов постоянного тока: конспект лекций. – Куйбышев, 1985. – 56 с.

10. Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартау В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением. –Л.: Энергоатомиздат, 1987.

11. Корытин А.М., Бербенец И.И., Давиденко И.Х., Евдохин А.И., Зимнен-ко В.Г., Кротенко А.М. Синхронные приводы. – М.: Энергия, 1967. – С. 64-78.

12. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / О.В. Слежановский, Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов и др. –М.: Энергоатомиздат, 1983.

13. Соколовский Г.Г. Теория и системы электропривода (электроприводы переменного тока): учебное пособие. –СПб.: СПбГЭТУ (ЛЭТИ), 1999.

оглавление

ПРЕДИСЛОВИЕ	2
ВВЕДЕНИЕ	4
1. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ, МЕХАНИЧЕСКИЕ	
ХАРАКТЕРИСТИКИ И РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ АСИНХРОНН	ΙЫΧ
ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ	6
1.1. История, принцип действия и два подхода к математическому	
описанию асинхронного электродвигателя	6
1.2. Частотное регулирование скорости асинхронного двигателя	12
1.3. Схема замещения асинхронного двигателя	13
1.4. Механические характеристики асинхронного двигателя	19
1.5. Законы частотного регулирования скорости асинхронного двигателя	23
1.5.1. Регулирование скорости АД при постоянстве потокосцепления	
статора	23
1.5.2. Регулирование скорости АД при постоянстве потокосцепления	
ротора	26
1.5.3. Другие законы частотного регулирования	30
1.6. Системы регулирования скорости асинхронного двигателя	34
1.7. Векторное управление частотно-регулируемым асинхронным	
электроприводом	37
1.7.1. Векторная математическая модель асинхронного двигателя	37
1.7.2. Расчет параметров структурной схемы асинхронного двигателя	
при векторном управлении	42
1.7.3. Функциональная схема системы векторного управления	
асинхронным электроприводом	44
1.7.4. Преобразование трехфазной системы в двухфазную <i>х–у</i>	
в неподвижной системе координат	46
1.7.5. Преобразование двухфазной системы в проекции обобщенного	
вектора на оси вращающейся системы координат	47
1.7.6. Преобразование двухфазной системы в трехфазную	48
1.8. Синтез системы векторного управления асинхронным	
электроприводом	49
1.8.1. Расчет регуляторов СПР Контур регулирования тока фазы	51
1.8.2. Контур регулирования потокосцепления ротора Ψ_2	52
1.8.3. Контур регулирования момента	53
1.8.4. Контур регулирования скорости	54

1.9. Вопросы для самопроверки	55
2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ, МЕХАНИЧЕСКИЕ	
ХАРАКТЕРИСТИКИ И РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ СИНХРОННЫ	Х
ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ	57
2.1. Конструкция и принцип действия синхронного двигателя без	
демпферной обмотки	57
2.2. Компенсирующая способность СД	62
2.3. Автоматическое регулирование возбуждения синхронных двигателей	Ĺ
газоперекачивающих агрегатов	76
2.3.1. Алгоритмы регулирования возбуждения СД	76
2.3.2. Системы автоматического регулирования возбуждения СД	82
2.3.3. Динамические характеристики СД	89
2.3.4. Особенности анализа установившихся режимов систем АРВ	95
2.3.5. Особенности синтеза систем АРВ, построенных по принципу	
подчиненного регулирования координат	103
2.4. Статическая (угловая) характеристика синхронного двигателя	
на основе двухфазной модели	108
2.5. Система векторного управления частотно-регулируемым	
синхронным электроприводом	112
2.5.1. Расчет параметров структурной схемы синхронного двигателя	114
2.5.2. Функциональная схема системы векторного управления	
синхронным электроприводом	114
2.6. Расчет систем подчиненного регулирования синхронным	
электроприводом	118
2.6.1. Контур регулирования тока фазы	120
2.6.2. Контур регулирования тока <i>i_d,i_q</i>	122
2.6.3. Контур регулирования потокосцепления обмотки возбуждения	123
2.6.4. Контур регулирования скорости	124
2.7. Вопросы для самопроверки	125
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	127
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	129

Учебное издание

АБАКУМОВ Александр Михайлович, ТУЛУПОВ Павел Владимирович, ЧАБАНОВ Юрий Александрович

Электрический привод

Часть 2. Электроприводы переменного тока

Редактор Ю.А. Петропольская Верстка И.О. Миняева Выпускающий редактор Н.В. Беганова

Подписано в печать17.02.14 Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная Усл. п. л. 7,54. Уч.-изд. л. 7,51 Тираж 100 экз. Рег. № 1/14

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Самарский государственный технический университет» 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244. Главный корпус

Отпечатано в типографии Самарского государственного технического университета 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244. Корпус № 8