



ДОНСКОЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

УПРАВЛЕНИЕ ДИСТАНЦИОННОГО ОБУЧЕНИЯ И ПОВЫШЕНИЯ
КВАЛИФИКАЦИИ

Кафедра «Робототехника и мехатроника»

Методические указания
к выполнению практических работ
по дисциплине

**«Электрические и
гидравлические приводы
мехатронных и
робототехнических систем»**

Автор

Карнаухов Н.Ф.

Ростов-на-Дону, 2015

Аннотация

Пособие предназначено для студентов очной формы обучения направлений 221000, 15.03.06 «Мехатроника и робототехника».

Автор

к.т.н., профессор кафедры «РиМ»
Карнаухов Н.Ф.



Оглавление

ВВЕДЕНИЕ	4
1. Физические основы работы АД	8
1.1. Электромагнитные процессы в асинхронной машине с заторможенным ротором.....	8
1.2. Приведение параметров обмотки ротора к обмотке статора	11
1.3. Математическая модель электромагнитных процессов в приведенной асинхронной машине с заторможенным ротором.....	14
1.4. Приведение рабочего процесса асинхронной машины при вращающемся роторе к рабочему процессу при неподвижном роторе.....	15
1.5. Математическая модель асинхронной машины	19
2. Выбор трехфазного асинхронного двигателя с учетом требований характеристик исполнительного механизма 25	
2.1. Расчёт параметров т-образной схемы замещения	27
2.2. Расчет параметров Т-образной схемы замещения по данным Г-образной схемы.....	30
2.3. Построение естественной и искусственных характеристик выбранного двигателя	34
3. Расчет регулируемых параметров автономного инвертора	47
4. Расчёт параметров неуправляемого выпрямителя	53
5. Расчет автономного инвертора напряжения	58
6. Расчет параметров LC-фильтра АИН	60
7. Широтно-импульсное регулирование (ШИР) напряжения на входе АИН	62
8. Динамический расчет электропривода	63
8.1 Моделирование электропривода в среде Or CAD	64
9. Реверс и торможение АД	67
ЛИТЕРАТУРА	68

ВВЕДЕНИЕ

Широкое использование регулируемых асинхронных электроприводов (РАЭП), главным образом частотно-управляемых (ЧРЭП) для построения электромеханических и мехатронных систем в самых различных отраслях техники и промышленного производства, следует рассматривать сегодня энергосиловой основой обеспечения производственных механизмов необходимой механической энергией и эффективным средством управления технологическими процессами. Растущая тенденция использования электроприводов переменного тока обусловлена рядом их преимуществ перед регулируемыми электроприводами постоянного тока и успехами, достигнутыми в теории и практике создания полупроводниковых приборов (IGBT, IGCT, MOSFET, GTO, МСТ и др.), а также преобразователей и систем управления ими. Взаимосвязь указанной тенденции с совершенствованием технологических процессов необходима и определяет требования, предъявляемые в настоящее время к техническому уровню частотно-регулируемого электропривода, его энергетическим и технологическим показателям. Поскольку частотно-регулируемый асинхронный электропривод занимает доминирующее положение [1,2] среди регулируемых электроприводов, массовое применение его в производственном оборудовании и технологических комплексах широкого назначения позволяет обеспечивать как технологические запросы производственного процесса, так и проблемы энергосбережения. Энергосбережение сегодня рассматривается как одно из приоритетных направлений технической политики во всех промышленно развитых странах мира, где до 70% производственной электроэнергии потребляют электроприводы различного назначения. Вопросам развития и совершенствования электроприводов переменного тока, включая частотно-регулируемые электроприводы, в настоящее время уделяется особое внимание, как одному из самых актуальных и важных моментов внедрения электросберегающих технологий в различные отрасли промышленного производства. Успешное освоение частотно-регулируемых электроприводов в ряде стран Европы, Азии, России и растущий уровень их продаж подтверждают перспективность принятого направления развития асинхронных регули-

Робототехника и мехатроника

руемых электроприводов и на последующие годы. По информации [2] из регулируемых приводов продажа регулируемых электроприводов переменного тока в 2002 г. в Европе составила 68%, электроприводов постоянного тока -15%, механических и гидравлических приводов -17%. По некоторым данным [1] ежегодный прирост мирового рынка продаж регулируемого электропривода системы «полупроводниковый преобразователь частоты - асинхронный двигатель» (ППЧ-АД), составляет более 7%. В то же время, доля таких продаваемых регулируемых электроприводов на базе короткозамкнутых асинхронных двигателей имеет доминирующее значение и постоянно возрастает.

Привлекательность использования асинхронного двигателя (АД), как электромеханического преобразователя, известна [9]. При одинаковых массогабаритных показателях АД примерно в два раза мощнее двигателя постоянного тока (ДПТ), а стоимость его в три раза меньше стоимости коллекторных машин той же мощности. Простота и дешевизна в изготовлении, повышенная надежность общепромышленных АД из-за отсутствия щеточно-коллекторного узла упрощает его эксплуатацию даже в агрессивных, взрывоопасных и влажных средах.

Поэтому асинхронный двигатель (АД) с короткозамкнутым ротором уже около 100 лет успешно применяется и возможно будет использоваться, как практически единственная реализация массового нерегулируемого электропривода, составляющего до настоящего времени более 90% всех промышленных электроприводов. В последние 10-20 лет многими фирмами Европы, РФ и Америки предпринимаются попытки разработки и выпуска на широкий рынок так называемых «энергоэффективных» двигателей, в которых за счет увеличения на 30% массы активных материалов на 1 - 5% повышен номинальный КПД при соответствующем увеличении стоимости. В то же время, использование АД общепромышленного исполнения в частотно-регулируемых электроприводах [4, 5] не оптимально по массогабаритным, энергетическим и другим показателям. Лучшие регулировочные, динамические и виброакустические характеристики имеют специально спроектированные регулируемые асинхронные двигатели, выпускаемые фирмами Сименс, Lense Bachofen (Германия), Leroy Somer (Франция), Atlans-Ge Motors (США), Мэйдэн (Япония).

Переход от нерегулируемого электропривода к регулируемому во многих технологиях рассматривается сегодня как основ-

ное направление развития электропривода, поскольку при этом существенно повышается качество технологических процессов и экономится до 30% электроэнергии. Это предопределяет хорошие перспективы развития частотно-регулируемого электропривода во многих отраслях промышленного автоматизированного производства и переработки сельхозпродуктов.

Известно, АД (вследствие простоты конструкции) характеризуются относительно невысокой стоимостью {дешевле двигателей постоянного тока (ДПТ) и синхронных машин}, имеют меньший удельный расход меди, пониженные массу и габариты в сравнении с электрическими машинами одинаковой мощности [1,8], но другого принципа работы.

Таблица 1 Расход активных материалов при изготовлении ДПТ и АД
(сравнение двигателей с приведённой мощностью 55 кВт на выходном валу [1, 7])

Наименование материала	Расход материала, кг	
	ДПТ	АД
Медь, в том числе: обмоточная коллектор- ная	103	29
	78	29
	25	-
Изоляция	16	6
Сталь электротехническая	115	178
Алюминий	-	14

В настоящее время создана большая номенклатура относительно недорогих высокоэффективных преобразователей напряжения и частоты (АИН, АИТ), позволяющих осуществлять частотное управление АД в широких пределах. Современные преобразователи имеют габариты, сопоставимые с питаемым АД, и позволяют регулировать частоту питающего напряжения в пределах 0 - 100 Гц и более. Из зарубежных производителей-поставщиков преобразователей частоты (ПЧ) известны фирмы OMRON (Япония), Siemens (ФРГ), КЕВ (ФРГ), MITSUBISHI (Япония), HITACHI (Япония). Из преобразователей отечественного

Робототехника и мехатроника

производства можно отметить "ЭРАТОН" (ЗАО "ЭРАСИБ" г. Новосибирск), преобразователи частоты (тиристорные и транзисторные) серии ПЧ-ТТП, а также «Автоматические станции управления и регулирования «АСУР» для систем холодного и горячего водоснабжения (ЗАО «Электротекс» г.Орел, электроприводы фирмы «Триол» и т.д.

1. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАБОТЫ АД

1.1. Электромагнитные процессы в асинхронной машине с заторможенным ротором

Представим обобщенную схему соединения обмоток и формирование электромагнитных процессов в m -фазной асинхронной машине с заторможенным ротором на примере машины с трехфазными обмотками на статоре и роторе (рис. 1.1). Предположим, что первичная обмотка (рис.1.1.1.) включается в трехфазную сеть с фазным напряжением U_1 , а к фазам (a, b, c) обмотки ротора подключаются сопротивления нагрузки $Z_{нr}$

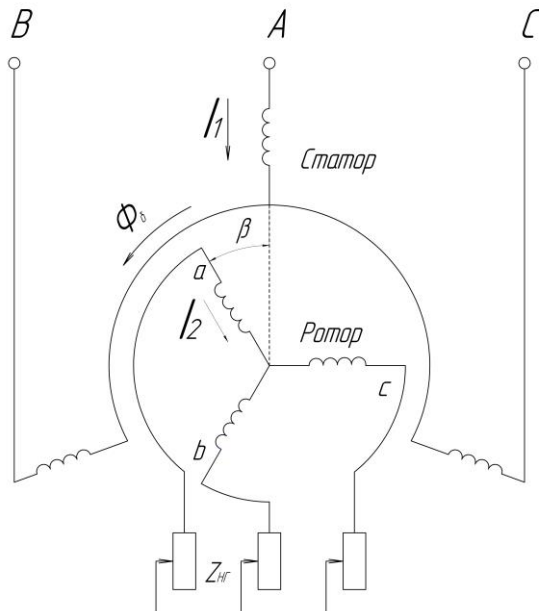


Рис 1.1. Обобщенная схема соединения обмоток АД

Физику происходящих в этой схеме электромагнитных процессов кратко можно пояснить по логической схеме, представленной на рис. 1.2.

Под действием приложенного к обмотке статора симметричного трехфазного напряжения U_1 в ней возникает симметричная система фазных токов i_1 . Эти токи создают вращающуюся с частотой

$n_1 = \frac{f_1}{p}$ волну основной гармоники МДС F_1 . Под действием этой МДС в воздушном зазоре возбуждается вращающийся с частотой n_1 магнитный поток Φ_5 , который индуцирует в обмотках статора и ротора ЭДС e_1 и e_2 соответственно. При этом в обмотке ротора под действием симметричной системы ЭДС e_2 возникает симметричная система токов i_2 , которая, в свою очередь, создает вращающуюся с частотой n_1 волну основной гармоники МДС F_2 . В результате взаимодействия синхронно вращающихся волн МДС F_1 и F_2 в зазоре устанавливается некоторая результирующая МДС F_M , которая и создает в зазоре результирующий магнитный поток Φ_5 необходимой величины. Кроме вращающегося магнитного потока взаимоиндукции Φ_5 , сцепляющегося с обмотками, как статора, так и ротора, в машине возбуждаются пульсирующие потоки рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$ и $\Phi_{\sigma 2}$, взаимодействующие, соответственно, только с обмотками статора и ротора. Эти потоки также индуцируют в обмотках ЭДС рассеяния $e_{\sigma 1}$ и $e_{\sigma 2}$.

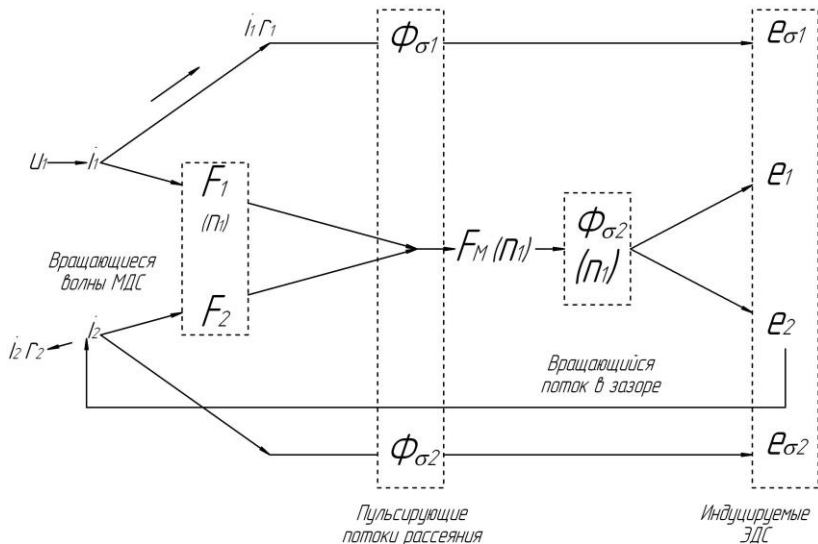


Рис. 1.2. Логическая схема электромагнитных процессов в асинхронной машине с заторможенным ротором

Обычно в асинхронных машинах токи и напряжения изменяются синусоидально, что позволяет далее пользоваться комплексными уравнениями для действующих значений соответствующих величин.

В этом случае математическая модель рассматриваемых электромагнитных процессов в соответствии с указанной логической схемой включает в себя уравнения напряжений для фазных обмоток статора в виде

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + Z_{\sigma 1} \dot{I}_1 \quad (1.1)$$

и ротора

$$\dot{E}_2 = (Z_{\sigma 2} + Z_{\text{ИГ}}) \dot{I}_2, \quad (1.2)$$

где

$$Z_{\sigma 1} = r_1 + jx_{\sigma 1}; \quad Z_{\sigma 2} = r_2 + jx_{\sigma 2}$$

Уравнения, определяющие магнитные процессы и связи в машине, запишутся как

$$\dot{E}_1 = -j4,44 f_1 \omega_1 \kappa_{\sigma 1} \dot{\Phi}_\delta \quad (1.3)$$

$$\dot{E}_2 = -j4,44 f_1 \omega_2 \kappa_{\sigma 2} \kappa_c \dot{\Phi}_\delta$$

$$\dot{\Phi}_\delta = \frac{2}{\pi} \dot{\Delta}_{\delta 1} \dot{F}_m$$

$$\dot{F}_m = \dot{F}_1 + \dot{F}_2 \kappa_c \quad (1.4)$$

В (1.3) учтено, что из-за магнитных потерь в стали магнитопрово-

да магнитная проводимость $\dot{\Delta}_{\delta 1}$ для потока $\dot{\Phi}_\delta$ может быть комплексной (см. кн. 1, раздел 2.3.4). Из сказанного следует, что асинхронная машина при указанных условиях работает как трансформатор [1]. Качественное ее отличие от последнего состоит в том, что у трансформатора магнитная связь первичных и вторичных обмоток осуществляется пульсирующим магнитным полем, а в асинхронной машине – вращающимся. Отмеченная идентичность электромагнитных процессов позволяет при анализе рас-

смаатриваемого режима асинхронной машины воспользоваться методологией, разработанной для трансформатора. Реализуем основные положения этой методологии применительно к асинхронной машине.

1.2. Приведение параметров обмотки ротора к обмотке статора

В тех же целях, как и в случае трансформатора, приведем вторичную обмотку асинхронной машины к первичной. Для этого можно представить, что реальная вторичная обмотка заменяется приведенной, которая устроена так же, как и первичная обмотка, и имеет с нею одинаковые числа фаз и витков в фазе, а также одинаковый обмоточный коэффициент для основной гармоники. Приведенные величины будем обозначать штрихами. Приведенные напряжения и токи вторичной обмотки должны быть рассчитаны так, чтобы энергетические и основные электромагнитные соотношения в машине не нарушались.

В общем случае надо иметь в виду, что пазы ротора и статора асинхронной машины могут быть скошены друг относительно друга. Обычно в асинхронных машинах скошены пазы ротора, а пазы статора являются прямыми. Поэтому при приведении обмотки ротора к обмотке статора необходимо представить, что приведенная обмотка ротора тоже имеет прямые пазы. Таким образом, в приведенной машине основные гармоники полей статора и ротора и их результирующего поля будут ориентированы вдоль прямых пазов, в осевом направлении, то есть эти поля не будут скошены в тангенциальном направлении. Поэтому соотношения между приведенными и не приведенными величинами целесообразно установить, исходя из нескошенного магнитного поля. Для ясности предположим, что выражения для обмоточных коэффициентов статора $K_{об1}$ и ротора $K_{об2}$ содержат в качестве сомножителей только коэффициенты укорочения и распределения обмотки, а влияние скоса будем учитывать с помощью коэффициента скоса K_c , вводимого в качестве дополнительного множителя.

Нескошенное магнитное поле основной гармоники с потоком Φ_δ индуцирует в обмотке неподвижного ротора со скошенными пазами ЭДС:

Робототехника и мехатроника

$$E_2 = \pi\sqrt{2}f_1\omega_2\kappa_{o\delta 2}\kappa_c\Phi_\delta \quad (1.5)$$

А в приведенной обмотке ротора и в обмотке статора – одинаковые по величине ЭДС.

$$E_2' = E_1 = \pi\sqrt{2}f_1\omega_1\kappa_{o\delta 1}\Phi_\delta \quad (1.6)$$

Назовем коэффициентом трансформации (или коэффициентом приведения) ЭДС и напряжений κ_u отношение в виде

$$\kappa_u = \frac{E_2'}{E_2} = \frac{E_1}{E_2}$$

Согласно выражениям (1.5 и 1.6),

$$\kappa_u = \frac{\omega_1\kappa_{o\delta 1}}{\omega_2\kappa_{o\delta 2}} \frac{1}{\kappa_c} \quad (1.7)$$

Приведенная обмотка ротора с приведенным током I_2' создает основную гармонику МДС, которая ориентирована в осевом направлении и имеет амплитуду

$$F_2' = \frac{m_1\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega_1\kappa_{o\delta 1}}{p} I_2' \quad (1.8)$$

Не приведенная обмотка ротора создает основную гармонику МДС, которая ориентирована вдоль скошенных пазов ротора и имеет амплитуду

$$F_2 = \frac{m_1\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega_1\kappa_{o\delta 2}}{p} I_2 \quad (1.9)$$

Это выражение не содержит коэффициента κ_c . Однако при вычислении потокосцепления взаимной индукции с обмоткой статора от потока, создаваемого МДС F_2 , надо учитывать коэффициент скоса κ_c , так как МДС F_2 и создаваемый ею поток скошены относительно обмотки статора. Поэтому в отношении статора эффективной является МДС $\kappa_c F_2$ и при приведении должно быть соблюдено равенство.

$$F_2' = \kappa_c F_2$$

Исходя из этого равенства и используя выведенные ранее выражения

для F_2' и F_2 найдем для коэффициента трансформации, или приведения, токов

$$\kappa_1 = \frac{I_2'}{I_2}$$

следующее выражение

$$\kappa_1 = \frac{m_1 \omega_1 \kappa_{об1}}{m_2 \omega_2 \kappa_{об2}} \frac{1}{\kappa_c}$$

(1.10)

Коэффициенты трансформации κ_u и κ_i при $m_1 \neq m_2$ не равны, так при данном токе I намагничивающее действие и МДС обмотки зависят от числа фаз τ и при приведении вторичная обмотка с числом фаз m_2 заменяется обмоткой с числом фаз m_1 . В отличие от трансформатора, в случае асинхронной машины в выражения для κ_u и κ_i входят обмоточные коэффициенты.

При отсутствии взаимного скоса пазов в выражениях (1.7) и (1.10) необходимо принять $\kappa_c = 1$. Обычно скос пазов невелик, и коэффициент κ_c близок к единице. Рассмотрим процесс взаимодей-

ствия пространственных волн МДС статора \dot{F}_1 и ротора \dot{F}_2 в машине, заторможенный ротор которой занимает произвольное положение относительно статора. Прежде всего напомним, что при записи уравнения для МДС (1.4) используется символика пространственных изображающих комплексов (векторов), так что

угол сдвига между комплексами (векторами) \dot{F}_1 и \dot{F}_2 , определяет пространственный угол сдвига (в электрических градусах) пространственных гармонических волн МДС статора и ротора. Суще-

ственно также, что при определении результирующей МДС \dot{F}_m необходимо учитывать возможный скос пазов ротора. Для этого

достаточно, как уже упоминалось, вектор \dot{F}_2 умножить на κ_c , что и сделано в (1.4). Заторможенный ротор машины может занимать произвольное положение по отношению к статору (см. рис. 1.1), однако режим работы ма-

как не изменяется и пространственное расположение волн \dot{F}_1 и \dot{F}_2 для заданного режима. От положения ротора зависят лишь временные фазовые углы сдвига вторичных токов, ЭДС и напряжений.

1.3. Математическая модель электромагнитных процессов в приведенной асинхронной машине с заторможенным ротором

Математическую модель приведенной асинхронной машины получим из выражений (1.1)—(1.4) по такому же алгоритму, как и для приведенного трансформатора. Умножая уравнение (1.6) на κ_u получим:

$$\dot{E}_2 = (Z'_{\sigma 2} + Z'_{HG}) \dot{I}_2 \quad (1.11)$$

где

$$\dot{E}_2 = \kappa_u \dot{E}_2; \quad Z'_{\sigma 2} = \kappa Z_{\sigma 2}; \quad Z'_{HG} = \kappa Z_{HG}; \quad \dot{I}_2 = \frac{\dot{I}_2}{\kappa_i},$$

а $\kappa = \kappa_u \kappa_i$ - коэффициент приведения сопротивления.

Уравнения МДС (1.4) представим в виде

$$\dot{F}_m = \dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \frac{m_1 \sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega_1 \kappa_{об1}}{p} \left(\dot{I}_1 + \dot{I}_2 \right) = \frac{m_1 \sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega_1 \kappa_{об1}}{p} \dot{I}_m \quad (1.12)$$

где $\dot{I}_m = \dot{I}_1 + \dot{I}_2$ - намагничивающий ток.

Уравнения для ЭДС (1.2) запишем в виде

$$\begin{aligned} \dot{E}_1 = \dot{E}_2' &= -j\pi\sqrt{2}f_1\omega_1\kappa_{\sigma 01} \frac{2}{\pi} \dot{\Lambda}_{\delta 1} \dot{F}_m = -jm_1(\omega_1\kappa_{\sigma 01})^2 \frac{4f_1}{\pi p} \left(\operatorname{Re} \dot{\Lambda}_{\delta 1} - jJm \dot{\Lambda}_{\delta 1} \right) \dot{I} = \\ &= -\left(Jm \dot{\Lambda}_{\delta 1} + j \operatorname{Re} \dot{\Lambda}_{\delta 1} \right) m_1(\omega_1\kappa_{\sigma 01})^2 \frac{4f_1}{\pi p} \dot{I} = -Z_m \dot{I}_m \end{aligned} \quad (1.13)$$

где Z_m - сопротивление намагничивающему току.

Таким образом, математическая модель приведенной асинхронной машины с заторможенным ротором будет представлять собой следующую систему уравнений:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + Z_{\sigma 1} \dot{I}_1 \quad (1.14)$$

$$\dot{E}_1 = \dot{E}_2' = -Z_m \dot{I}_m$$

$$\dot{I}_2' = \frac{\dot{E}_1}{Z_{\sigma 2}' + Z_{\text{НГ}}'}$$

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2' = \dot{I}_m$$

Анализ показывает соответствие этой модели Т-образной электрической схеме замещения, приведенной на рис. 1.3.

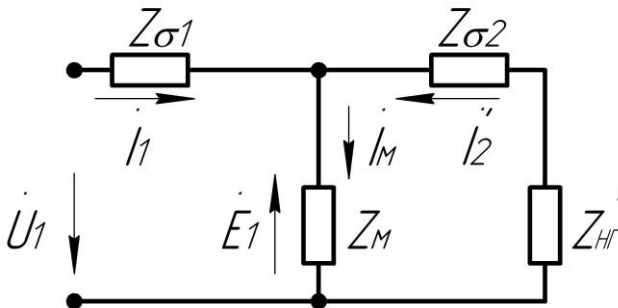


Рис. 1.3. Т-образная схема замещения асинхронной машины при заторможенном роторе

1.4. Приведение рабочего процесса асинхронной машины при вращающемся роторе к рабочему про-

цессу при неподвижном роторе

При неподвижном роторе, как было установлено, асинхронная машина работает, как трансформатор, в котором электрическая энергия первичной цепи, за вычетом потерь, преобразуется в электрическую же энергию вторичной цепи. Во вращающейся асинхронной машине в двигательном режиме работы потребляемая первичной обмоткой из питающей сети электрическая энергия, за вычетом потерь в машине, преобразуется в механическую энергию на валу машины. В генераторном режиме, наоборот, механическая энергия, подводимая к валу, преобразуется в электрическую энергию в первичной обмотке и передается в сеть. Кроме того, режим работы асинхронной машины при вращающемся роторе характеризуется тем, что частоты токов в обмотках статора f_1 и ротора $f_2 = sf_1$ не равны. Это создает определенные неудобства при анализе электромагнитных процессов, так как невозможно изображать первичные и вторичные величины на общих временных векторных диаграммах. Этих неудобств можно избежать, если воспользоваться той особенностью магнитного поля ротора, что оно при любых установившихся режимах вращается синхронно с магнитным полем статора. Из этого следует, что, наблюдая все магнитные поля в единой системе координат, неподвижной по отношению к статору, можно предположить, что ротор неподвижен. Важно только, чтобы магнитное поле неподвижного ротора соответствовало бы магнитному полю вращающегося ротора. Это значит, что оказывается возможным привести вращающийся ротор к неподвижному, чтобы затем исследовать асинхронную машину в любых режимах ее работы на единой методологической основе с использованием схем замещения.

При приведении режима работы вращающейся машины к эквивалентному режиму неподвижной машины необходимо, чтобы не изменились величины токов и МДС обмоток и их фазовые сдвиги относительно друг друга. При этом все величины результирующих МДС и магнитных потоков, энергии магнитных полей, потребляемой из сети первичной мощности, магнитных и электрических потерь в статоре, передаваемой через магнитное поле со статора на ротор электромагнитной мощности оставались неизменными. Единственным существенным отличием неподвижной машины будет то, что в ней не происходит преобразования механической

Робототехника и мехатроника

энергии в электрическую и обратно. Поэтому при переходе к неподвижной машине механическая мощность должна быть представлена равной ей электрической мощностью. Итак, следуя идее приведения, рассмотрим сначала закономерности электромагнитных процессов в обмотках вращающегося ротора. Условимся отмечать физические величины, определяемые при любом скольжении ротора, дополнительным индексом s .

Общие закономерности электромагнитных процессов при вращающемся роторе идентичны тем, которые наблюдаются при неподвижном роторе. Отличие состоит в том, что изменяются частоты ЭДС и токов в обмотке ротора. При этом ЭДС, индуцируемая результирующим магнитным потоком Φ_δ в фазной обмотке ротора

$$E_{2s} = \pi \sqrt{2} f_1 s \omega_2 k_{\phi\delta 2} \Phi_\delta = s E_2 \quad (1.15)$$

При изменении частоты тока в цепи обмотки ротора величины активного сопротивления r_2 и индуктивности рассеяния $L_{\sigma 2}$ вторичной цепи (при проявлении поверхностного эффекта) будут зависеть от частоты $f_2 = s f_1$ или скольжения s . Пренебрегая влиянием поверхностного эффекта, примем $r_2 = const$ и $L_{\sigma 2} = const$. Тогда индуктивное сопротивление рассеяния вторичной цепи будет изменяться пропорционально скольжению:

$$x_{\sigma 2s} = 2\pi f_2 L_{\sigma 2} = 2\pi f_1 L_{\sigma 2} = s x_{\sigma 2} \quad (1.16)$$

Здесь $x_{\sigma 2}$ - индуктивное сопротивление рассеяния вторичной цепи при неподвижном роторе или при $f_2 = f_1$, а $x_{\sigma 2s}$ - это же сопротивление при любом скольжении.

Полное сопротивление фазной обмотки ротора при вращающемся роторе

$$Z_{\sigma s} = r_2 + j s x_{\sigma 2} \quad (1.17)$$

Если к вторичной обмотке подключено некоторое внешнее сопротивление, например $Z_{HTS} = z_{HT} + j s x_{HT}$, то r_2 и $x_{\sigma 2}$ должны включать в себя также составляющие этого сопротивления.

С учетом изложенного выше уравнение напряжений для фазной обмотки ротора при вращающемся роторе приобретает вид

$$s \dot{E}_2 = (r_2 + jsx_{\sigma 2}) \dot{I}_{2S}$$

Откуда найдем

$$\dot{I}_{2S} = \frac{s \dot{E}_2}{r_2 + jsx_{\sigma 2}}$$

(1.18)

Разделив числитель и знаменатель правой части выражения (1.18) на s , получим:

$$\dot{I}_{2S} = \frac{\dot{E}_2}{\frac{r_2}{s} + jx_{\sigma 2}} = \dot{I}_2$$

(1.19)

Такая формальная математическая операция не меняет значения и фазы комплекса вторичного тока \dot{I}_{2S} и может быть физически истолкована как операция приведения вращающегося ротора к неподвижному. Действительно, чтобы получить ток в обмотке неподвижного ротора таким же по значению и фазе, как во вращающемся роторе, достаточно, как следует из (1.19), в цепи этой обмотки установить активное сопротивление r_2/s , то есть активное сопротивление обмотки увеличить на величину

$$r_{2д} = \frac{r_2}{s} - r_2 = \frac{1-s}{s} r_2$$

Частоты токов во вращающемся роторе \dot{I}_{2S} и в приведенном неподвижном роторе \dot{I}_2 будут различны, но создаваемые ими гармонические волны МДС будут одинаковы по амплитуде и будут вращаться по отношению к статору с одной и той же частотой n_1 . Это значит, что магнитные поля вращающегося и приведенного неподвижного роторов будут одинаково восприниматься в системе координат, неподвижной по отношению к статору. По этой причине ток \dot{I}_{2S} , определяемый соотношением (1.19), принято обозначать так же, как ток в обмотке с неподвижным ротором, - \dot{I}_2 .

Поясним физический смысл вво-

ления

$$r_{2Д} = \frac{1-s}{s} r_2 \quad (1.20)$$

Прежде отметим, что величина электромагнитной мощности $P_{эм}$, передаваемой посредством магнитного поля со статора на ротор, в обоих рассматриваемых режимах одинакова в силу тождественности процедур приведения вращающегося ротора к неподвижному. Одинаковы также электрические потери во вторичной обмотке машины:

$$P_{эл2} = m_2 I_2^2 r_2 \quad (1.21)$$

Разность мощностей $P_{эм}$ и $P_{эл2}$ в обоих режимах также одинакова. В реальном рабочем режиме с вращающимся ротором разность этих мощностей преобразуется в механическую мощность на роторе $P_{мх}$:

$$P_{мх} = P_{эм} - P_{эл2} \quad (1.22)$$

В эквивалентном режиме при неподвижном роторе механическая мощность равна нулю, так как ротор неподвижен, но при этом развивается электрическая мощность в добавочном сопротивлении $r_{2Д}$.

Очевидно, что эта мощность равна механической мощности в режиме с вращающимся ротором:

$$P_{мх} = m_2 I_2^2 r_{2Д} = m_2 I_2^2 r_2 \frac{1-s}{s} \quad (1.23)$$

1.5. Математическая модель асинхронной машины

Рассмотрим такой режим работы асинхронной машины, когда она работает двигателем, а в цепь обмоток ротора включено сопротивление нагрузки $Z_{НГ}$ (см. рис. 1.4). В таком режиме асинхронная машина выступает, с одной стороны, как электромеханический преобразователь электрической энергии в механическую, а с другой — как электромагнитный преобразователь (трансформатор) электрической энергии, передаваемой в нагрузку $Z_{НГ}$. При этом в процессе преобразования электрической энергии

изменяются не только значения токов и напряжений, но и их частоты.

В этом смысле асинхронную машину можно рассматривать как обобщенный трансформатор, в котором происходит преобразование рода энергии, числа фаз, а также значений токов, напряжений и их частот.

Математическая модель асинхронной машины как обобщенного трансформатора предусматривает две рассмотренные ранее процедуры приведения.

1. Приведение вращающегося ротора к неподвижному. Для этого достаточно в цепь фазных обмоток неподвижного ротора включить добавочное активное

сопротивление $r_{2д} = \frac{1-s}{s} r_2$ (см. 1.4). Тем самым в асинхронной

машине исключаются в явном виде механические процессы и заменяются эквивалентными по мощности электрическими процессами тепловыделения на сопротивлении $r_{2д}$.

2. Приведение обмотки неподвижного ротора к обмотке статора. Такая процедура не меняет физики электромагнитных процессов в заторможенной асинхронной машине, однако делает более удобным их анализ.

После выполнения перечисленных процедур приведения математическая модель асинхронной машины принимает вид

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + (r_1 + jx_{\sigma 1})\dot{I}_1 \tag{1.24a}$$

$$\dot{E}_1 = -Z_M \dot{I}_M \tag{1.24б}$$

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_1}{\left(\frac{r_2'}{s} + jx_{\sigma 2}'\right) + \left(\frac{r_{HF}'}{s} + jx_{HF}'\right)} \tag{1.24в}$$

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 = \dot{I}_M \tag{1.24г}$$

Смысл и обозначения величин в выражениях (1.24) сохранены по тексту.

Представленной математической модели электромагнитных

процессов в асинхронной машине соответствует **Т-образная схема замещения**, показанная на рис. 1.4, а.

Сопротивление намагничивающего контура Z_M здесь учитывает магнитные потери в стали магнитопровода, выделяемые главным образом в сердечнике статора. Если этими потерями можно пренебречь, тогда

$$Z_M = x_M = x_{r1} = \frac{4m_1 f_1}{\pi} \frac{\mu_0 t_\delta}{\kappa_\mu \kappa_\delta \delta} \frac{(\omega_1 \kappa_{об1})^2}{p}$$

(1.25)

Схему рис.1.4, а можно преобразовать к виду, показанному на рис.

1.4, б, где сопротивление $r_2 \frac{1-s}{s}$ определяет механическую мощность, развиваемую на валу ротора машины.

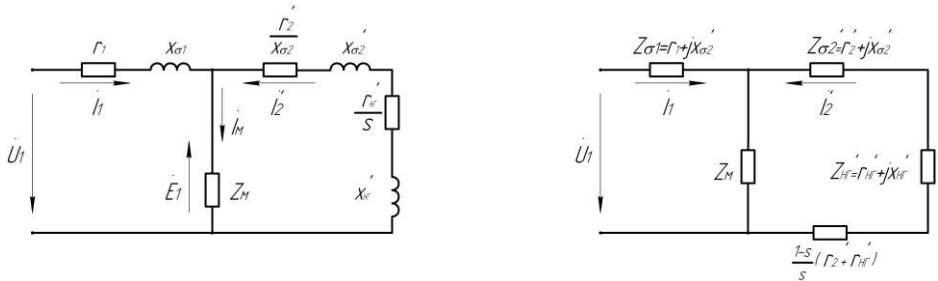


Рис. 1.4. Т-образные схемы замещения асинхронной машины

Параметры схемы замещения в относительных единицах для нормальных асинхронных машин мощностью в несколько киловатт и выше находятся в следующих пределах: $x_M = 2...4$; $r_M = 0,08...0,35$; $r_1 \approx r_2 = 0,01...0,07$; $x_{\sigma 1} = x_{\sigma 2} = 0,08...0,20$. С увеличением номинальной мощности КПД машины увеличивается, а относительные величины потерь уменьшаются, соответственно чему уменьшаются также относительные величины активных сопротивлений. Величина x_M уменьшается с увеличением числа полюсов машины, так как при этом уменьшается отношение τ/δ .

Из приведенных данных видно, что сопротивление намагничивающей цепи схемы замещения асинхронных машин значительно

меньше, чем у трансформаторов. Это объясняется наличием в магнитной цепи асинхронных машин воздушного зазора между статором и ротором. В связи с этим намагничивающий ток и ток холостого хода у асинхронных машин значительно больше и может составлять $I_M = (0,25...0,75) \cdot I_1$.

Приведенные в справочной литературе [1] соотношения параметров Т-образной схемы замещения асинхронной машины неудобны для практических расчетов, поскольку допущение о постоянстве тока I_M , справедливое для трансформаторов, в рассматриваемом случае неприемлемо. В целях упрощения практических расчетов схему целесообразно преобразовать так, чтобы при сохранении в ней двух параллельных контуров ток в одном из них, а именно в намагничивающем контуре, определялся только приложенным напряжением \dot{U}_1 , и не зависел от режима работы асинхронной машины, то есть от s . Для этого следует рассматривать режим идеального холостого хода, когда $s = 0$. Потребляемый из сети ток холостого хода определим из Т-образной схемы:

$$\dot{I}_{00} = \frac{\dot{U}_1}{Z_{\sigma 1} + Z_M} = \frac{\dot{U}_1}{c_1 Z_M}, \quad (1.26)$$

где $c_1 = 1 + \frac{Z_{\sigma 1}}{Z_M}$. Ветвь с током \dot{I}_{00} , как видно из равенства

(1.26), состоит из двух последовательно включенных сопротивлений $Z_{\sigma 1} + Z_M$.

Найдем сопротивление другого параллельного контура, который будем называть рабочим контуром, поскольку потребляемая им мощность будет определять рабочие режимы асинхронной машины.

Потребляемый из сети ток \dot{I}_1 , как следует из Т-образной схемы замещения, составит

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{Z_{\sigma 1} + \frac{Z_{\sigma 2} Z_M}{Z_{\sigma 1} + Z_M}} = \frac{Z_2' + Z_M}{Z_{\sigma 1} Z_2' + Z_{\sigma 1} Z_M + Z_2' Z_M} \dot{U}_1,$$

(1.27)

где

$$Z_2' = Z_{\sigma 2}' + Z_{HF}' = \left(\frac{r_2'}{s} + jx_{\sigma 2}' \right) + \left(\frac{r_{HF}'}{s} + jx_{HF}' \right)$$

Из выражений (1.26) и (1.27) найдем, что ток рабочего контура составит

$$-I_2' = I_1' - I_{00}' = U_1' \left(\frac{Z_2' + Z_M}{Z_{\sigma 1}' Z_2' + Z_{\sigma 1}' Z_M + Z_2' Z_M} - \frac{1}{Z_{\sigma 1}' + Z_M} \right) \quad (1.28)$$

После несложных преобразований получим:

$$-I_2' = \frac{U_1'}{Z_{\sigma 1}'' + Z_2''}, \quad (1.29)$$

где

$$Z_{\sigma 1}'' = Z_{\sigma 1}' c_1; \quad Z_2'' = Z_2' c_1^2$$

Из формулы (1.28) видно, что рабочий контур состоит из двух последовательно соединенных сопротивлений $Z_{\sigma 1}'' + Z_2''$. Схему, составленную из двух выделенных параллельных контуров (намагничивающего и рабочего), и ее конфигурации называют **Г-образной схемой замещения асинхронной машины**, приведенной на рис. 1.5.

Комплексный поправочный коэффициент c_1 можно приближенно представить (при соотношении $r_M \ll x_M$) в следующем виде:

$$c_1 = 1 + \frac{r_1 + jx_{\sigma 1}}{r_M + jx_M} \approx \left(1 + \frac{x_{\sigma 1}}{x_M} \right) - j \frac{r_1}{x_M} \quad (1.30)$$

2. ВЫБОР ТРЕХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С УЧЕТОМ ТРЕБОВАНИЙ ХАРАКТЕРИСТИК ИСПОЛНИТЕЛЬНОГО МЕХАНИЗМА

Обычно выбор АД осуществляют, исходя из требуемой мощности, момента и скорости на выходном валу и с учетом характеристик приводимого исполнительного механизма (ИМ) или конкретного объекта управления (ОУ).

Разработанные в России и внедренные в производство АД общего применения серий 4А в полной мере удовлетворяют рекомендациям МЭК в отношении габаритных и установочно-присоединительных размеров, что обеспечивает их взаимозаменяемость с электрическими машинами, изготовляемыми фирмами других стран.

Структура обозначения типов таких двигателей (ГОСТ 19523-74) расшифровывается так:

- 4 – порядковый номер серии;
- А – наименование вида двигателя - асинхронный;
- Н – обозначение двигателей защищенного исполнения;
- А – станина и щиты из алюминия;
- Х- станина из алюминия и чугунные щиты;
- 56.....355 – высота оси вращения;
- S, L, М – установочные размеры по длине корпуса (длина станины: S- короткая, М – средняя, L- длинная);
- 2,4,6,8,10,12 – число полюсов;
- У- климатическое исполнение АД;
- 3 – категория размещения.

На базе основного исполнения серии выпускают следующие электрические модификации АД:

а) двигатели с повышенным пусковым моментом ($h = 160-250$ мм) для приводов механизмов с большими статическими и инерционными нагрузками в момент пуска (компрессоры, конвейеры, насосы, поворотные круги и т.д.);

б) двигатели с повышенным скольжением ($h = 71-250$ мм)

Робототехника и мехатроника

– для работы в повторно-кратковременном режимах с частыми пусками или с пульсирующей нагрузкой (штамповочные прессы, молоты, поршневые компрессоры и т.д.);

в) двигатели на частоту 60 Гц ($h = 50-355$ мм) для работы от сети с указанной частотой;

Серия предусматривает также следующие модификации:

- малошумные двигатели ($h = 50-160$ мм) для приводов с повышенными требованиями к уровню шума;

- встраиваемые двигатели ($h = 50-250$ мм) для станков и механизмов;

- двигатели со встроенной температурной защитой для приводов со значительными перегрузками.

Выпускаются также асинхронные электродвигатели МАПЗ, (ПЭДВ с водяным охлаждением) для встраивания в погружные центробежные электронасосы.

При выборе параметров АД следует придерживаться следующих положений:

1. Максимальная частота вращения входного вала приводимого исполнительного механизма $n_{2м}$ - всегда должна обеспечиваться при соответствующей мощности на валу АД и допустимом изменении фазного напряжения обмоток. Для «вентиляторной» нагрузки (привод вентилятора, насоса) максимальная частота n_2 должна соответствовать режиму максимальной подачи воздуха или воды. Рекомендуется значение n_2 принимать как $n_{2м} \approx n_{2н}$, где $n_{2н}$ - номинальная частота вращения АД по паспортным данным;

2. $P_{2н}$ - номинальная мощность на валу выбранного АД должна быть равна или превышать наибольшую потребную мощность P_2 приводимого механизма на 10-15%, т.е. $P_{2н} = (1,1-1,15) \cdot P_2$ при соответствующей частоте вращения вала. Для случая вентиляторной нагрузки (привод вентилятора, насоса) максимальная мощность P_2 при этом соответствует режиму максимальной подачи воздуха, воды. Из-за несинусоидальности напряжения, подаваемого с выхода автономного инвертора напряжения (АИН) на фазы (обмотки) АД, рекомендуется выбирать АД с максимальной индуктивностью обмоток (повышенное число витков обмотки статора) и стержнями короткозамкнутой обмотки ротора, имеющими прямоугольное или расширенное к воздушному зазору сечение. Рекомендуется также выбирать АД с малым удельным

электрическим сопротивлением материала обмотки ротора, высокими номинальными значениями КПД и $\cos\varphi$.

При выборе АД следует учитывать также и его условия эксплуатации, размещения и охлаждения. Варианты исполнения электрических машин по монтажу (IM), степени защиты (IP) и способу охлаждения (IC) рекомендуется подбирать в соответствии с рекомендациями [1, 2,3,4, 8].

2.1. Расчёт параметров т-образной схемы замещения

Для приближённого определения параметров $r_1, r_2', X_{\sigma 1}, X_2', X_m$ схемы замещения (СЗ) асинхронного двигателя {по данным справочника (табл. 2.1) [4]} и АД нормального исполнения (мощностью от единиц до сотен кВт) приводятся характерные (каталожные) величины и относительные значения параметров:

$$X_{\sigma 1}^* = X_{\sigma 1} (I_H / U_{\Phi H}) = 0,08 \div 0,14; X_2^* = 0,1 \div 0,16; r_1^* \approx r_2^* = 0,02 \div 0,$$

Таблица 2.1 Каталожные данные АД

№ ПП	Наименование величины, приводимой в справочниках	Обозначение
1	Номинальная мощность на валу, кВт	P_H
2	Номинальная частота вращения, об/мин или номинальное скольжение, %	n_H или S_H %
3	КПД в номинальном режиме, %	η
4	Коэффициент мощности в номинальном режиме, о.е.	$\cos\varphi$
5	Кратность пускового тока к номинальному, о.е.	I_{Γ}/I_H
6	Номинальное линейное напряжение, В	$U_{\text{ЛН}}$
7	**Номинальный ток фазы, А	I_H
8	**Синхронная частота вращения, об/мин	n_0

9	**Номинальная частота питающего напряжения, Гц	f_{1H}
---	---	----------

Для АД серии 4А можно воспользоваться относительными значениями параметров [2]. Российской промышленностью выпускаются АД серий АИР, Д, 5А, 6А и пр. [3, 4], для которых в литературе отсутствуют данные о параметрах СЗ.

При частотном регулировании чаще всего применяется соединение обмоток статора АД по схеме "звезда". Это позволяет исключить протекание в обмотках АД токов нулевой последовательности (гармоники тока с порядками кратными трём), а значит уменьшить потери от несинусоидальности питающего напряжения преобразователя.

В процессе расчета принимают $r_1 = r_2'$ и $X_{\sigma 1} = X_2'$. Затем вычисляют S_H в относительных единицах (о.е.).

Электрические потери в обмотках (меди) АД номинального режима составляют

$$P_{MH} = (0,65 \div 0,75) 3U_{\phi H} I_H \cos \varphi (1 - \eta) \quad , \text{ Вт} \quad (2.1)$$

В режиме короткого замыкания (КЗ) при номинальном напряжении [2] электрические потери определяют в виде

$$P_K = (I_{\Pi} / I_H)^2 P_{MH} \quad , \text{ Вт} \quad (2.2)$$

где значение η используется в относительных единицах (о.е.).

Примем в качестве первого множителя правой части (2.1) значение равное 2/3, что обуславливает электрические потери АД в номинальном режиме на уровне 2/3 от суммарных потерь. Из анализа СЗ в режиме КЗ имеем

$$P_K = 3U_{\phi H}^2 r_1 / (2(r_1^2 + X_{\sigma 1}^2)) \quad , \text{ Вт} \quad (2.3)$$

Приравнявая правые части (2.2) и (2.3), находим значение параметра как

$$X_{\sigma 1} = \sqrt{-r_1(r_1 - 3U_{\phi H}^2 / (2(I_{\Pi} / I_H)^2 P_{MH}))} \quad , \text{ Ом} \quad (2.4)$$

Одновременно искомое значение по (2.4.) можно определить из анализа СЗ в режиме КЗ

$$X_{\sigma 1} = \sqrt{U_{\phi H}^2 / (4I_{II}^2) - r_1^2}, \text{ Ом} \quad (2.5)$$

Если приравнять правые части из (2.4) и (2.5), можно определить

$$r_1 = P_{MH} / (6I_H^2), \text{ Ом} \quad (2.6)$$

Активная составляющая эквивалентного сопротивления СЗ для номинального режима

$$r_{\Sigma} = (U_{\phi H} / I_H) \cos \varphi, \text{ Ом} \quad (2.7)$$

Из анализа СЗ в номинальном режиме имеем

$$r_{\Sigma} = r_1 (X_m^2 / (S_H ((r_1 / S_H)^2 + (X_m + X_{\sigma 1})^2)) + 1), \text{ Ом} \quad (2.8)$$

Из совместного рассмотрения уравнений (2.7) и (2.8) относительно X_m можно получить уравнение второго порядка, позволяющее определить искомое (для положительного корня) значение X_m в виде

$$X_{m1,2} = \frac{-X_{\sigma 1}(r_{\Sigma} - r_1) \pm \sqrt{(X_{\sigma 1}(r_{\Sigma} - r_1))^2 - \left(r_{\Sigma} - r_1 \left(1 + \frac{1}{S_H}\right)\right)(r_{\Sigma} - r_1) \left(\frac{r_1^2}{S_H^2} + X_{\sigma 1}^2\right)}}{r_{\Sigma} - r_1(1 + (1/S_H))}, \text{ Ом} \quad (2.9)$$

Если в (2.9) значение $r_1(1 + (1 \cdot S_H)) \leq r_{\Sigma}$, появляются трудности в определении

параметра X_m , необходимо использовать другие методы поиска [4,5].

Индуктивность рассеяния обмотки статора АД, равная приведённой индуктивности рассеяния обмотки ротора, может быть определена из выражения

$$L_{\sigma 1} = L_2 = \frac{X_{\sigma 1}}{2\pi f_{1H}}, \text{ Гн.}; \quad (2.10)$$

а индуктивность контура намагничивания составит

$$L_m = \frac{X_m}{2\pi f_{1H}}, \text{ Гн} \quad (2.11)$$

2.2 Расчет параметров Т-образной схемы замещения по данным Г-образной схемы

Для выбранного АД с паспортными данными (таблица 2.2) приведение параметров Г-образной схемы замещения к параметрам Т-образной схемы часто осуществляют в указанной ниже последовательности.

Таблица 2.2 Паспортные данные двигателя [например, серии 4А100 S2П2]

Наименование величины	Обозначение	Величины	Размерность
Номинальная частота тока в сети	f_n	50	Гц
Фазное напряжение	U_{fn}	220	В
Номинальная частота вращения	ω_{dv}	314	рад/с
Номинальное скольжение	S	0.04	–
Номинальный КПД двигателя	K_{kpd}	0.86	–
Номинальное значение $\cos(\varphi)$	$\cos(\varphi)$	0.88	–
Номинальная мощность двигателя	P_{nom}	4,0	кВт
Номинальный момент	M_{nom}	13.1	Н*м
Номинальный ток двигателя	I_{nom}	7.9	А

Необходимые значения параметров двигателя в Г-образной схеме замещения приводятся из справочной литературы [2,3] в виде таблицы 2.3.

Таблица 2.3 Параметры двигателя [например, серии 4А100 S2П2]

Наименование величины	Обозначение	Величины	Размерность
Активное сопротивление статора	$R1s$	1.51	Ом
Активное сопротивление ротора	$R2ss$	1.01	Ом
Индуктивное сопротивление статора	$x1s$	1.54	Ом
Индуктивное сопротивление ротора	$x2ss$	2.77	Ом
Индуктивное сопротивление рассеяния	xm	95	Ом
Коэффициент, зависящий от температуры, класса изоляции обмоток	mt	1.38	–
КПД двигателя	k	0.86	%
Косинус угла φ или $\cos(\varphi)$	$\cos(\varphi)$	0.89	–
Номинальное скольжение	Sn	0.033	–

Недостающие для дальнейшего расчета характерные параметры обмоток АД в Т-образной схеме определяют по известным соотношениям [1,4]. Следует отметить, что определение актив-

ных и индуктивных сопротивлений обмоток выполняется без учета существующего влияния явлений вытеснения тока в обмотках короткозамкнутого ротора и насыщения путей потоков статора и ротора. Расчет параметров выполняют в приведенной ниже последовательности:

1. Активное сопротивление обмотки статора для Т-образной схемы замещения составит

$$R1 = \frac{R1s}{mt}, \quad (2.12)$$

т.е. $R1 = \frac{1.51}{1.38} = 1.094 \text{ Ом},$

где mt - коэффициент изменения сопротивления обмоток для различных классов изоляции, зависящий от температуры нагрева обмоток. Известно [1], что электрические потери в обмотках вычисляют по току и сопротивлению обмотки постоянному току. Учитывая, что температура обмоток даже однотипных электрических машин при работе в номинальном режиме не совпадает между собой (их температура, как правило, ниже допустимых предельных значений для примененного класса изоляции), при определении потерь, а также при уточнении магнитного потока, расчете рабочих характеристик сопротивление обмоток приводят к стандартной рабочей температуре, установленной ГОСТ 183-74:

75°C – для обмоток с изоляцией класса нагревостойкости В;

115°C – классов F и H.

Соответственно сопротивление обмоток, рассчитанное для температуры 20°C, умножают на коэффициент mt :

$1 + 0,004 (75-20) = 1,22$ – для изоляции класса В;

$1 + 0,004 (115 - 20) = 1,38$ – для изоляции класса F, H.

2. Индуктивное сопротивление обмотки статора

$$x1 = \frac{2 \cdot x1s \cdot xm}{xm + \sqrt{xm^2 + 4 \cdot x1s \cdot xm}} \quad (2.13)$$

$$x1 = \frac{2 \cdot 1.54 \cdot 95}{95 + \sqrt{95^2 + 4 \cdot 1.54 \cdot 95}} = 1.516$$

3. Индуктивность рассеяния обмотки статора

$$L1 = \frac{x1}{2 \cdot fn \cdot \pi} \quad (2.14)$$

Робототехника и мехатроника

$$L1 = \frac{1.516}{2 \cdot 50 \cdot 3.14} = 4.825 \times 10^{-3}, \text{ Гн}$$

4. Активное сопротивление обмотки ротора

$$R1bis = R1s \cdot \frac{x1}{x1s} \quad (2.15)$$

$$R1bis = 1.51 \cdot \frac{1.516}{1.54} = 1.486, \text{ Ом}$$

5. Коэффициент рассеяния статора

$$\tau = \frac{x1}{xm}, \quad (2.16)$$

$$\text{т.е. } \tau = \frac{1.516}{95} = 0.016$$

$$6. \quad \rho = \frac{R1 \cdot mt}{x1 + xm} \quad (2.17)$$

$$\rho = \frac{1.094 \cdot 1.38}{1.516 + 95} = 0.016$$

7. Приведенное активное сопротивление обмотки ротора

$$R2s = \frac{R2ss}{mt \cdot (1 + \tau)^2 \cdot (1 + \rho^2)} \quad (2.18)$$

$$R2s = \frac{1.01}{1.38 \cdot (1 + 0.016)^2 \cdot (1 + 0.016^2)} = 0.709 \text{ Ом}$$

8. Приведенное индуктивное сопротивление обмотки ротора

$$x2s = \frac{x2ss}{(1 + \tau)^2 \cdot (1 + \rho^2)} \quad (2.19)$$

$$x2s = \frac{2.77}{(1 + 0.016)^2 \cdot (1 + 0.016^2)} = 2.683 \text{ Ом}$$

9. Индуктивность рассеяния ротора в Т-образной схеме замещения

$$L2s = \frac{x2s}{2 \cdot fn \cdot \pi} \quad (2.20)$$

Робототехника и мехатроника

$$L2s = \frac{2.683}{2 \cdot 50 \cdot 3.14} = 8.54 \times 10^{-3} \text{ Гн}$$

10. Индуктивность контура намагничивания в Т-образной схеме замещения

$$Lm = \frac{xm}{2 \cdot fn \cdot \pi} \quad (2.21)$$

$$Lm = \frac{95}{2 \cdot 50 \cdot 3.14} = 0.302$$

11. Приведенное к статору индуктивное сопротивление короткого замыкания

$$xk = x1 + x2s \quad (2.22)$$

$$xk = 1.516 + 2.683 = 4.199 \text{ Ом}$$

12. Индуктивность короткого замыкания машины

$$Lk = \frac{xk}{2 \cdot fn \cdot \pi} \quad (2.23)$$

$$Lk = \frac{4.199}{2 \cdot 50 \cdot 3.14} = 0.013 \text{ Гн}$$

2.3. Построение естественной и искусственных характеристик выбранного двигателя

Для частотного регулирования асинхронного двигателя характерным является поддержание постоянства отношения напряжения на фазе АД к частоте тока фазы в виде

$$\frac{U_{1\Phi}}{f_1} = const = k_{np}, \quad (2.24)$$

где k_{np} - коэффициент преобразования.

При таком способе регулирования электропривод обладает следующими свойствами:

а) намагничивающий ток (ток холостого хода) остается приблизительно постоянным

$$I_0 \approx \frac{U_{1\Phi}}{X_1 + X_m} = \frac{U_{1\Phi}}{2\pi f_1 (L_1 + L_m)} \approx \frac{k_{np}}{2\pi L_m}. \quad (2.25)$$

Робототехника и мехатроника

б) при неизменном намагничивающем токе, а, следовательно, и потоке, между электромагнитным моментом и током ротора двигателя сохраняется примерно постоянное соотношение при любой скорости. Для двигателя с числом пар полюсов p и приведенным сопротивлением ротора R'_2 в диапазоне рабочих нагрузок при скольжении S меньше критического соотношение можно записать

$$M : I'_2 \approx \frac{3p}{\omega_c} \cdot \frac{U_{1\Phi}^2}{R'_2} S : \frac{U_{1\Phi}}{R'_2} S = \frac{3pU_{1\Phi}}{2\pi f_1} = \frac{3p * k_{пр}}{2\pi} \quad (2.26)$$

в) перегрузочная способность асинхронного двигателя остается также приблизительно постоянной при изменении скорости в ограниченных пределах, т.е. критический момент АД во всем диапазоне изменяется незначительно.

Если

принять

$$M_{KP} = \frac{3U_{1\Phi}^2 p}{2\omega_c (R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_K^2})} \quad (2.27)$$

то, пренебрегая значением R_1 , можно записать

$$M_{KP} \approx \frac{3U_{1\Phi}^2 p}{2\omega_c X_K} = \frac{3U_{1\Phi}^2 p}{2 \cdot 2\pi f_1 2\pi f_1 L_K} = \frac{3k_{пр}^2 p}{8\pi^2 L_K} \quad (2.28)$$

Однако наличие сопротивления обмотки статора и внутреннего сопротивления АИН сопровождается снижением перегрузочной способности в целом асинхронного электропривода при уменьшении скорости перемещения исполнительного механизма. Для сохранения постоянной перегрузочной способности АД необходимо обеспечить постоянство соотношения $\lambda = M_k / M_c$, где M_k , M_c – собственно критический момент и момент сопротивления на валу двигателя.

Возможность частотного регулирования скорости АД обусловлена и тем, что скорость вращения электромагнитного поля статора пропорциональна частоте напряжения питания обмоток, т.е.

$$\omega_1 = \frac{2\pi f_1}{p_n} \quad (2.29)$$

При частотном регулировании одновременно с изменением частоты питающего напряжения необходимо также изменять и амплитуду этого напряжения. Если пренебречь активным сопротивлением обмоток статора, то можно считать, что напряжение на обмотке статора равно ЭДС.

$$U_1 \approx E_1 = k_1 \Phi f_1, \quad (2.30)$$

где k_1 - постоянный коэффициент, зависящий от конструктивных параметров АД.

Если предположить, что $U_1 = const$, а параметр f_1 уменьшается в соответствии с зависимостью

$$\Phi = \frac{U_1}{k_1 f_1}, \quad (2.31)$$

то магнитный поток будет увеличиваться, что приведет к насыщению магнитной системы АД, росту потерь на гистерезис и вихревые токи, снижению КПД. Увеличение частоты f_1 сопровождается уменьшением момента АД, что также вызывает нежелательные последствия. Поэтому на практике применяют принципы одновременного регулирования частоты и напряжения, называемых законами частотного регулирования, предложенные академиком М.П. Костенко. Для сохранения постоянной перегрузочной способности АД необходимо обеспечить во всех режимах его работы постоянство соотношения $\lambda = \frac{M_K}{M_C}$, где M_K , M_C - соб-

ственно критический момент и момент сопротивления на валу двигателя. Из этого условия вытекает, что напряжение необходимо регулировать [1, 5] не только в функции частоты, но и в функции нагрузки.

Простейшие законы частотного регулирования выводятся из условия, когда активное сопротивление обмотки статора R_1 принимается равным нулю. В этом случае критический момент АД будет равен [1, 2].

Робототехника и мехатроника

$$M_K = \frac{3}{2} \frac{U_1^2}{(\Omega_0 X_K)}, \quad (2.32)$$

где $\Omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p_1}$ - скорость идеального холостого хода двигателя;

$X_K = \omega_1 L_{1\sigma} + \omega_1 L_{2\sigma}$ - индуктивное сопротивление короткого замыкания.

Так как индуктивное сопротивление пропорционально частоте $f_1 (\omega_1 = 2\pi f_1)$, следовательно, критический момент двигателя пропорционален квадрату напряжения и обратно пропорционален квадрату частоты, поэтому можно записать

$$\lambda = \frac{M_H}{M_C} = const \frac{U_1^2}{f_1^2 M_C} \quad (2.33)$$

Для сравнения рассмотрим два режима работы АД, определяемые из выражения (2.33) при изменении характерных параметров

$$\frac{U_1}{U_{1H}} = \frac{f_1}{f_{1H}} \sqrt{\frac{M_C}{M_{CH}}} \quad (2.34)$$

Таким образом, для сохранения постоянной перегрузочной способности необходимо изменять напряжение пропорционально частоте и корню квадратному из момента нагрузки.

При регулировании скорости с постоянным моментом нагрузки можно при всех режимах принять $M_C = M_{CH}$, тогда

$$\frac{U_1}{U_{1H}} = \frac{f_1}{f_{1H}} \quad \text{или} \quad \frac{U_1}{f_1} = const \quad (2.35)$$

Механические характеристики АД для этого случая показаны на рисунке 2.1.

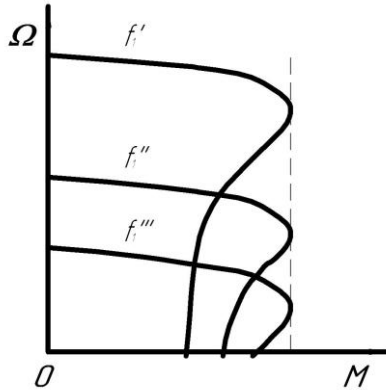


Рис. 2.1 Механическая характеристика АД с постоянным моментом

Если регулирование осуществляется с постоянной максимально допустимой мощностью $P = P_H$, то можно записать

$$M_C = \frac{P_H}{\Omega} = M_{CH} \frac{\Omega_H}{\Omega} \quad (2.36)$$

Если принять, что скорость вращения двигателя пропорциональна частоте питающего напряжения, то следует записать

$$M_C = M_{CH} \frac{f_{1H}}{f_1}$$

$$\frac{U_1}{U_{1H}} = \sqrt{\frac{f_1}{f_{1H}}} \quad \text{или} \quad \frac{U_1}{\sqrt{f_1}} = const \quad (2.37)$$

Механические характеристики АД для выведенного закона частотного регулирования представлены на рисунке 2.2.

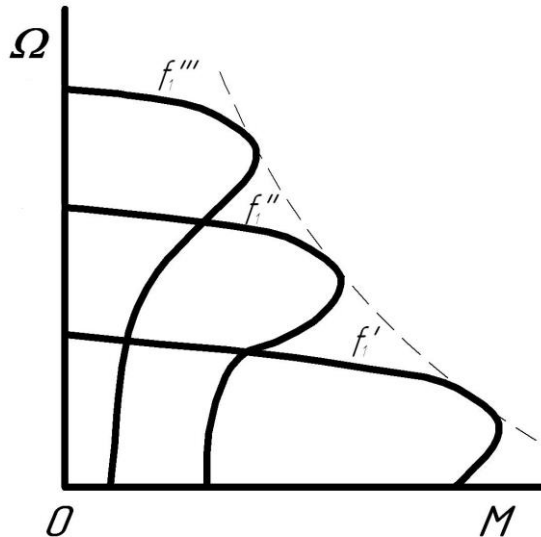


Рис. 2.2 Механические характеристики АД при частотном регулировании с постоянной мощностью

Известно также [2,3,4], что достаточно распространенным видом нагрузки является «вентиляторный», для которого статический момент зависит от второй степени скорости, т.е. $M_c = \kappa\Omega^2$ [5]. В этом случае закон частотного регулирования запишется в виде

$$\frac{U_1}{f_1^2} = const \quad (2.38)$$

Для построения механических характеристик выбранного АД определяют:

- номинальный (расчетный) момент на валу по выражению

$$Mn = \frac{P_{ном}}{\omega_{dv} \cdot (1 - Sn)'} \quad (2.39)$$

$$Mn = \frac{4000}{314 \cdot (1 - 0.033)} = 13.174 \text{ Н*м}$$

- номинальный (расчетный) ток двигателя

$$I_n = \frac{P_{ном}}{\frac{380}{\sqrt{3}} \cdot 3 \cdot k \cdot \cos(\varphi)}, \quad (2.40)$$

$$I_n = \frac{4000}{\frac{380}{\sqrt{3}} \cdot 3 \cdot 0.86 \cdot 0.89} = 7.94 \text{ А}$$

Тогда по уравнению естественной характеристики асинхронного двигателя $M(s)$

$$M(s) = \frac{3 \cdot U f n^2 \cdot \frac{R_2 s}{s}}{\frac{2\pi \cdot f n}{p} \cdot \left[\left(R_1 + \frac{R_2 s}{s} \right)^2 + (x_1 + x_2 s)^2 \right]}, \quad (2.41)$$

где p - число пар полюсов выбранного двигателя; s - скольжение.

Можно построить естественную характеристику $M(s)$ выбранного двигателя, изображенную на рисунке 2.3 для случая, когда $p = 1$.

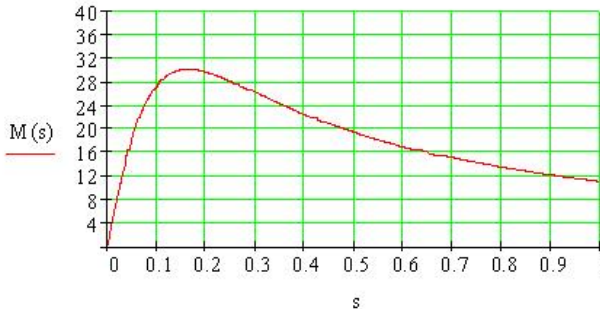


Рис. 2.3 Естественная характеристика выбранного двигателя

Искусственную характеристику для данного двигателя строит с учетом измененных параметров АД для Т-образной схемы замещения при регулировании напряжения фазы, частоты тока в обмотках статора:

- расчетное значение индуктивного сопротивления обмотки статора в Т-образной схеме замещения

$$x10 = x1 \cdot \frac{f0}{fn}, \text{ Ом} \quad (2.42)$$

$$x10 = 0.392 \text{ Ом}$$

- расчетное значение индуктивного сопротивления обмоток ротора в Т-образной схеме замещения

$$x2s0 = x2s \cdot \frac{f0}{fn}, \text{ Ом} \quad (2.43)$$

$$x2s0 = 0.693 \text{ Ом}$$

- расчетное значение фазного напряжения при пуске АД составит

$$Uf0 = Ufn \cdot \frac{f0}{fn}, \text{ В} \quad (2.44)$$

$$Uf0 = 56.857 \text{ В}$$

Уравнение искусственной характеристики асинхронного двигателя для режима, когда $S = 1$, можно записать в виде

$$M0 = \frac{3 \cdot Uf0^2 \cdot \frac{R2s}{S}}{\frac{2\pi \cdot f0}{p} \cdot \left[\left(R1 + \frac{R2s}{S} \right)^2 + (x10 + x2s0)^2 \right]}, \quad (2.45)$$

где S - скольжение при пуске двигателя, $M0$ - момент двигателя при пуске.

$$M0 = 23$$

$$f0 = \frac{3 \cdot Ufn^2 \cdot \frac{R2s}{fn^2 \cdot S} - \sqrt{\left(3 \cdot \frac{Ufn^2 \cdot R2s}{fn^2 \cdot S} \right)^2 - 4 \cdot 8 \cdot \pi^3 \cdot \frac{M0}{p} \cdot (L1 + L2s)^2 \cdot M0 \cdot 2 \cdot \frac{\pi \cdot \left(R1 + \frac{R2s}{S} \right)^2}{p}}}{2 \cdot 8 \cdot \frac{\pi^3 \cdot M0 \cdot (L1 + L2s)^2}{p}}, \quad (2.46)$$

При подстановке параметров АД в (2.46) искомое значение $f0$ составит $f0 = 12.922 \text{ Гц}$.

Искусственная характеристика выбранного двигателя изображена на рисунке 2.4.

Робототехника и мехатроника

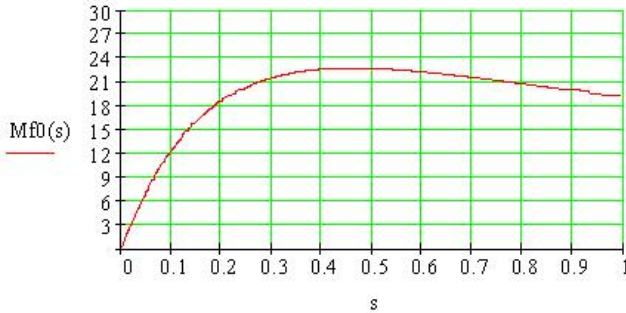


Рис. 2.4 Искусственная характеристика двигателя

В этом случае расчету:

- отношение номинальной частоты сетевого напряжения к измененному значению частоты инвертора

$$D = \frac{fn}{f0}, \text{ о.е.} \quad (2.47)$$

$$D = 3.869$$

- индуктивное сопротивление ротора в Т-образной схеме замещения при частоте $f0$

$$x10 = x1 \cdot \frac{f0}{fn}, \text{ Ом} \quad (2.48)$$

$$x10 = 0.392 \text{ Ом}$$

- соответственно индуктивное сопротивление статора в Т-образной схеме замещения

$$x2s0 = x2s \cdot \frac{f0}{fn}, \text{ Ом} \quad (2.49)$$

$$x2s0 = 0.693 \text{ Ом}$$

-фазное напряжение при пуске

$$Uf0 = Ufn \cdot \frac{f0}{fn}, \text{ В} \quad (2.50)$$

$$Uf0 = 56.857$$

-индуктивное сопротивление рассеяния в Т-образной схеме замещения

$$xm0 = 2 \cdot f0 \cdot \pi \cdot Lm, \text{ Ом} \quad (2.51)$$

Робототехника и мехатроника

$$x_{m0} = 24.552 \text{ Ом}$$

Найдем ток статора при пуске двигателя через ток ротора в Т-образной схеме

$$c_{10} = 1 + \frac{x_{10}}{x_{m0}}$$

$$c_{10} = 1.016$$

$$I_{2s0} = \frac{U f_0}{\sqrt{\left(R_1 + c_{10} \cdot \frac{R_{2s}}{S} \right)^2 + (x_{10} + c_{10} \cdot x_{2s0})^2}}$$

$$I_{2s0} = 26.821 \text{ А}$$

Значение тока статора в рассматриваемом двигателе при пуске

$$I_c = 1.1 \cdot I_{2s0}$$

$$I_c = 29.503 \text{ А}$$

2.3.1. Пример построения естественной и искусственных механических характеристик двигателя

Уравнение механической характеристики асинхронного двигателя можно представить как

$$M = \frac{3U_{1\Phi}^2 R'_2 / S}{2\pi f_1 p \left[(R_1 + R_{1\text{до б}} + \frac{R'_2}{S})^2 + (X_1 + X'_2)^2 \right]} \quad (2.52)$$

где $\frac{2\pi f_1}{p} = \Omega_0$ - синхронная угловая скорость двигателя при частоте f_1 ;

$$S = \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_0} \text{ - скольжение двигателя; } p \text{ - число пар полюсов двигателя.}$$

1. Исходные данные для выполнения расчета (тип электродвигателя 4А280М8УЗ):

Номинальная мощность $P_H = 75$ кВт, номинальный ток

$I_H = 145$ А; Номинальное напряжение $U_H = 380$ В; КПД при номинальной нагрузке $\eta_H = 0,925$; $\cos \varphi$ при номинальной нагрузке $\cos \varphi_H = 0,85$; частота вращения $n_0 = 750$ об/мин; активное сопротивление обмотки статора $R_1 = 0,0425$ Ом; индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора при номинальной частоте $X_{1H} = 0,182$ Ом. Приведенное активное сопротивление обмотки ротора $R'_2 = 0,0319$ Ом; приведенное индуктивное сопротивление обмотки ротора при номинальной частоте $X'_{2H} = 0,197$ Ом; номинальное скольжение $S_{НОМ} = 2,2$ %; критическое скольжение $S_{КР} = 8,5$ %; кратность пускового тока $I_n/I_H = 5,5$; кратность пускового момента $M_n/M_H = 1,2$; момент инерции ротора $J = 4,1$ (кг \times М²); диапазон регулирования частоты вращения $D = 4,5$; кратность статического момента $M_{СТ}/M_H = 0,95$; число пар полюсов $p = 4$.

Механические характеристики рассчитываются для $f_1 = 50$ Гц (естественная), для $f_1 = 50$ Гц и $R_1 \text{ до б} = 0,5R_1$ (искусственная); для $f_1 = \frac{50}{D} = \frac{50}{4,5} = 11,1$ Гц и $R_1 \text{ до б} = 0,5R_1$ (искусственная при работе на минимальной скорости).

$$X_1 = X_{1H} \cdot \frac{f_1}{f_{1H}}$$

$$X'_2 = X'_{2H} \cdot \frac{f_1}{f_{1H}}$$

Числовые значения параметров для построения естественной характеристики 1 (рис.2.5) рассчитаны по выражению 2.53 и приведены в табл. 2.4.

$$M = \frac{3 \cdot 220^2 \cdot \frac{0,0319}{S}}{\frac{2 \cdot \pi \cdot 50}{4} \left[\left(0,0425 + \frac{0,0319}{S} \right)^2 + (0,182 + 0,197)^2 \right]} = \frac{59S}{0,1454S^2 + 0,00271S + 0,001017}$$

(2.53)

Робототехника и мехатроника

Таблица 2.4 Исходные данные для построения естественной механической характеристики

S	0	0,02	0,05	0,08	0,1	0,2	0,3	0,5	0,8	1,0
M	0	113	194	218	215	16	11	76	49	39
M/	0	1,6	5,9	2,5	1,7	00	86	1,8	0,4	5,6
Mн	0	1,0	1,72	1,93	1,9	1,4	1,0	0,6	0,4	0,3
						1	5	7	3	5

Искусственная характеристика 2 (рис. 2.5) при изменении значения $R_{1доб}$, принятом в расчете $R_{1доб} = 0,5R_1 = 0,02125$ Ом может быть построена по выражению

$$M = \frac{59S}{0,1477S^2 + 0,00407S + 0,001017} \quad (2.54)$$

Другая искусственная характеристика 3 (рис. 2.5) построена для случая, когда $R_{1доб} = 0,5R_1 = 0,02125$ Ом и $f_1 = 11,1$ Гц при уровне фазного напряжения $U_{1\Phi}$

$$U_{1\Phi} = \frac{U_{1H}}{D} = 48,9 \text{ В}; \quad (2.55)$$

в соответствии с выражением

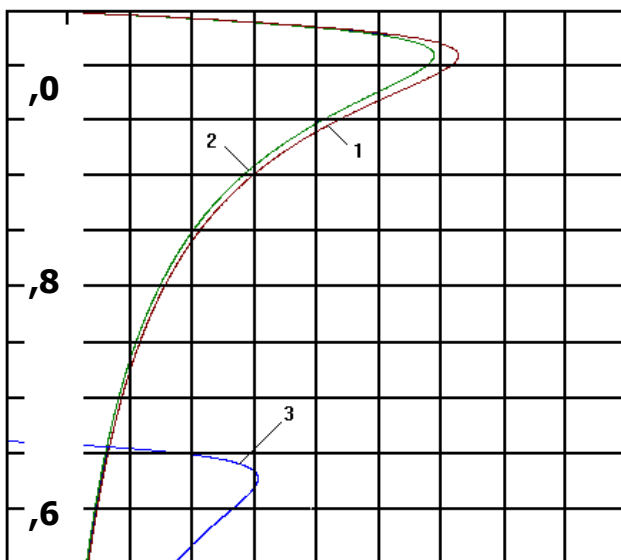
$$M = \frac{3 \cdot 48,9^2 \frac{0,0319}{S}}{\frac{2 \cdot \pi \cdot 11,1}{4} [(0,0425 + 0,02125 + \frac{0,0319}{S})^2 + (\frac{0,182 + 0,197}{4,5})^2]} = \frac{13,15S}{0,01115S^2 + 0,004067S + 0,001017} \quad (2.56)$$

Расчетные значения параметров приведены в табл. 2.5, а искусственные механические характеристики показаны на рис.

2.5. Параметр n° в таблице определяется как $n^\circ = \frac{1-S}{D}$.

Таблица 2.5 Расчетные значения параметров

S	0	0,022	0,05	0,085	0,1	0,2	0,3	0,4	0,8	1,0
M	0	260	526,7	774,5	856,6	1155	1217,3	1187,9	922	810
M/Mн	0	0,23	0,46	0,68	0,76	1,074	1,076	1,05	0,815	0,716
n^{∂}	0,22	0,217	0,211	0,203	0,2	0,177	0,155	0,133	0,044	0



P_{ν} , 4 5 Механические характеристики двигателя
4А280М8УЗ, $P_H = 75$ кВт, $n_H = 735$ об/мин

Следу
но отличают
 R'_2 в области малых скоростей.

0 **0,4** **0,8**

1.6 **2.0**

3. РАСЧЕТ РЕГУЛИРУЕМЫХ ПАРАМЕТРОВ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА

Мощность на валу АД, исходя из его номинальных данных, составит

$$P_{2H} = 3U_{\Phi H} I_H \eta \cos \varphi, \text{ Вт} \quad (3.1)$$

Значение соответствующего номинального вращающего момента на валу

$$M_H = \frac{P_{2H}}{\left(\frac{2\pi n_H}{60}\right)}, \text{ Нм} \quad (3.2)$$

Если расчетная величина мощности на валу P_{2H} превышает наибольшую необходимую по условиям работы механизма P_2 , следует уменьшить величину напряжения при неизменной частоте. Снижение вращающего момента АД при сохранении частоты вращения вала обеспечивает постоянство скольжения, а величину необходимого снижения момента определяют из соотношения:

$$\frac{M}{M_H} = \frac{P_2}{P_{2H}}, \text{ о.е.} \quad (3.3)$$

При этом величина напряжения, необходимая для обеспечения требуемой мощности на валу (в соответствии с основным законом частотного управления) при номинальной частоте f_{1H} , составит

$$U_{\Phi f_{1H}} = U_{\Phi H} \sqrt{\frac{M}{M_H}} \quad (3.4)$$

Если необходимая скорость n_2 вращения вала АД превышает номинальное значение n_H , то необходимо подобрать частоту ($f_{1P_{\max}} = 60\Gamma u$) питающего напряжения (АИН) для верхней границы зоны регулирования с постоянством выходной мощности на валу.

В случае вентиляторного (или постоянного момента нагрузки на валу) введём обозначение $f_{1\max}$ с целью поддержания повышенных КПД и коэффициента мощности в зоне регули-

Робототехника и мехатроника

рования с постоянством мощности или во всём диапазоне регулирования при вентиляторном характере нагрузки (турбомеханизмы). При этом скольжение должно поддерживаться постоянным и равным номинальному $sf_1 = const$, тогда

$$f_{1P\max} = f_{1\max} = \frac{p}{60} \cdot \frac{n_2}{(1-S)}, \quad (\text{Гц}), \quad (3.5)$$

где p - число пар полюсов АД.

Действующее значение соответствующего питающего напряжения (АИН) на верхней границе диапазона регулирования с постоянством мощности определяют как

$$U_{\phi f_{1P\max}} = U_{\phi f_{1H}} \sqrt{\frac{f_{1P\max}}{f_{1H}}}, \quad \text{В} \quad (3.6)$$

Если величина $U_{\phi f_{1P\max}}$ отличается не более чем на $\pm (1-3)\%$ от $U_{\phi f_{1H}}$, то в дальнейшем принимают

$$U_{\phi f_{1P\max}} = U_{\phi f_{1H}} = 220 \text{ В}$$

Для нижней границы зоны регулирования с постоянством мощности на валу, по аналогии, можно вычислить частоту и действующее значение питающего напряжения, используя выражения (3.5)-(3.6)

$$f_{1P\min} = f_{1M\max} = 25 \text{ Гц};$$

$$U_{\phi f_{1P\min}} = U_{\phi f_{1M\max}}.$$

Такие вычисления производятся в режиме сохранения постоянства момента на валу АД, что можно реализовать при со-

блюдении закона регулирования $\frac{U}{f_1} = const$ с поддержанием по-

стоянства частоты скольжения $sf_1 = const$.

Из других законов регулирования механических характеристик производственных механизмов следует отметить:

$$P = M \cdot \Omega, \quad U / \sqrt{f} = const;$$

$$M \equiv \Omega^2, \quad U / f^2 = const$$

– при вентиляторном характере нагрузки (турбомеханизмы).

Зная необходимую частоту вращения вала АД n_2 (об/мин) на нижнем пределе зоны регулирования, можно опреде-

Робототехника и мехатроника

лить частоту питающего напряжения в этом режиме:

$$f_{1M \min} = \frac{pn_2}{60} + f_1 S, \text{ Гц} \quad (3.7)$$

Величина скольжения на нижнем пределе зоны регулирования с постоянством момента

$$S_{M \min} = \frac{f_1 S}{f_{1M \max}}, \text{ о.е.} \quad (3.8)$$

Действующее значение фазного напряжения на нижнем пределе зоны регулирования с постоянством момента составит

$$U_{\phi M \min} = U_{\phi M \max} \frac{f_{1M \min}}{f_{1M \max}}, \text{ В} \quad (3.9)$$

В случае «вентиляторной» нагрузки действующее значение фазного напряжения при любом значении частоты f_1 находят из выражения:

$$U_{\phi} = U_{\phi H} \left(\frac{f_1}{f_{1H}} \right)^2, \text{ В} \quad (3.10)$$

После приведенных положений можно построить зависимость $U_D = f(f_1)$ для всего рабочего диапазона регулирования скорости АД.

Известно, что при частотах $f_1 < 0,5f_{1H}$ требуется IR - коррекция закона регулирования АД с целью сохранения постоянства перегрузочной способности АД и величины вращающего момента в режиме разгона. Коррекция необходима для полного учёта влияния параметра r_1 при выводе выражения основного закона частотного регулирования. В действительности из точного уравнения равновесия напряжения при $U = \text{var}, f = \text{var}$ следует

$$\dot{U}_1 = - \dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1; \quad \dot{E}_1 = c_1 \cdot \Phi \delta \cdot f_{1H} \cdot \alpha$$

$$\dot{U}_1 = c_1 \cdot \Phi \delta \cdot f_{1H} \cdot \alpha + \dot{I}_1 (r_1 + jx_1 \cdot \alpha),$$

где $\alpha = f_1 / f_{1H}$ - относительная частота; $c_1 = 4,44 W_1 \text{ кОб1}$

Отсюда уточненное значение магнитного потока

$$\Phi \delta = [\dot{U}_1 / \alpha - j \dot{I}_1 \cdot x_1 - \dot{I}_1 \cdot r_1 / \alpha] / c_1 \cdot f_{1H} \quad (3.11)$$

Следовательно, влияние нагрузки на поток двигателя зависит от частоты (слагаемое $\dot{I}_1 \cdot r_1 / \alpha$), при этом само активное сопротивление от частоты не зависит. При понижении частоты величина слагаемого $\dot{I}_1 \cdot r_1 / \alpha$ мала при частотах, близких к f_{1H} ,

но затем резко возрастает при $\alpha \rightarrow 0$. В реальности же на пониженных частотах вращения АД падение напряжения на r_1 оказывает весьма существенное влияние, приводящее к снижению магнитного потока. Это происходит ввиду гораздо большей зависимости от f_1 реактивного сопротивления Z_1 , нежели r_1 .

Таким образом, для получения постоянной перегрузочной способности необходимо напряжение снижать в меньшей степени по сравнению с (3.9), т.е. вводить I'R- компенсацию. Современные разомкнутые и замкнутые системы управления частотно-регулируемого электропривода разрабатываются с учетом указанного фактора.

Названную коррекцию следует проводить по напряжению обмотки статора АД, добавляя к рассчитанным ранее напряжениям обмотки статора при $f_1 < 0,5 \cdot f_{1H}$ напряжения, определяемые как

$$\Delta U_\phi = I_1 \sqrt{r_1^2 + (2\pi f_1 L_{\sigma 1})^2}, \text{ В}; \quad f_1 = f_{1M \min} \quad (3.11)$$

где I_1 - величина действующего значения тока статора АД, определяемая из соотношения

$$I_1 = \frac{P_2}{3U_\phi \eta \cos \varphi}, \text{ А} \quad (3.12)$$

Коррекцию можно проводить также с использованием в расчетах упрощенного выражения:

$$\Delta U_\phi = I_1 r_1, \text{ В} \quad (3.13)$$

При «вентиляторном» характере нагрузки мощность на валу АД изменяется пропорционально кубу частоты вращения и при любой частоте вращения ротора может быть вычислена как:

$$P_2 = P_{2\max} \left(\frac{n_2}{n_{2\max}} \right)^3, \text{ Вт}, \quad (3.14)$$

где наибольшие полезная мощность $P_{2\max}$ и частота вращения n_2 соответствуют режиму максимальной производительности оборудования (вентилятора или насоса).

При «двухзонном» регулировании в условиях постоянства мощности ток статора АД I_1 изменяется, увеличиваясь при

снижении частоты и величины напряжения на выходе АИН. Определим I_1 для нескольких значений частоты f_1 , причём за наибольшее значение возьмём $f_1 = 0,5f_{1н}$, а за наименьшее - значение f_1 нижней границы расчетного режима работы АД при постоянстве мощности.

В режиме постоянства момента $I_1 \approx const$ и равен значению I_1 нижней границы режима постоянства мощности. Исходя из этого, определим ΔU_ϕ для нижней границы режима *постоянства момента* и еще в двух-трёх промежуточных точках до нижней границы режима постоянства мощности.

С учетом изложенного вычислим уточнённые эффективные значения фазного напряжения АД для расчетных значений ΔU_ϕ :

$$U_\phi = U_\phi + \Delta U_\phi, \text{ В.} \quad (3.15)$$

Для любого вида нагрузки на валу АД величина фазного напряжения при пуске должна обеспечить электромагнитный момент АД, превышающий момент «трогания» механизма. Момент «трогания» при этом может быть существенно большим, нежели момент сопротивления при близких к «нулевым» частотам вращения вала АД (например, в зоне «ползучей» скорости перемещения ИМ, «загустении» смазки в подшипниках). Обычно фирмой-производителем частотного преобразователя (ПЧ) гарантируется пусковой момент АД, составляющий 150-200 % от номинального по паспортным данным, что и обеспечивается плавным подъёмом напряжения от нуля до необходимого уровня напряжения «трогания» при соответствующей минимальной частоте $f_{1\min}$ равной 0,5-5 Гц. В этом случае начальный пусковой электромагнитный момент АД при минимальной частоте на выходе АИН $f_{1\min}$ и соответствующем откорректированном действующем значении фазного напряжения $U_{\phi\min}$ составит

$$M_{Hf_{1\min}} = \frac{3pU_{\phi\min}^2 r_2}{2\pi f_{1\min} \left[(r_1 + c_1 r_2)^2 + (2\pi f_{1\min} (L_{\sigma 1} + c_1 L_2))^2 \right]}, \text{ Нм}$$

Робототехника и мехатроника

(3.16)

где $c_1 \approx 1 + \frac{L_{\sigma 1}}{L_m}$. Определим кратность пускового момента

АД к номинальному моменту вращения при $f_{1\min}$ в соответствии

с выражением $\frac{M_{Hf_{1\min}}}{M_H}$. Если $M_{Hf_{1\min}}$ недостаточен для

преодоления статического момента, сил «трогания» АД, следует увеличить $U_{\phi\min}$.

С учетом проведённой коррекции можно построить зависимость $U_{\mathcal{L}} = f(f_1)$ для всего рабочего диапазона работы АД.

Методика построения следующая: точка при $f_1 = 0,5f_{1H}$ - первая точка, в которой проводится коррекция по напряжению. Для более высоких частот коррекция не проводится. Затем участки графических зависимостей $U_{\mathcal{L}} = f(f_1)$ с «коррекцией» и без «коррекции» плавно сопрягаются. В общем случае проектирование частотно-регулируемого электропривода предполагает использование синусоидального питающего напряжения и тока (или действующих значений их первых гармонических составляющих в случае несинусоидальных величин) для формирования основного вращающего момента.

В случае «вентиляторной» нагрузки строится соответствующая зависимость $P_2 = f(n_2)$.

4. РАСЧЁТ ПАРАМЕТРОВ НЕУПРАВЛЯЕМОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

При 180-градусном управлении с коэффициентом заполнения импульса $K_3 = 1$ полуволна не синусоидального напряжения фазы АД имеет прямоугольно -ступенчатую форму. Действующее значение U_ϕ первой гармоники фазного напряжения АД и действующее значение фазного напряжения с учётом высших временных гармоник $U_{\Sigma\phi}$ соотносятся следующим образом со средним значением постоянного напряжения на входе автономного инвертора напряжения (АИН)

$$U_\phi = 0,45U_d, \text{ В} \quad (4.1)$$

$$U_{\Sigma\phi} = 0,47U_d, \text{ В} \quad (4.2)$$

Положим, когда транзисторный ключ звена постоянного напряжения находится в проводящем состоянии (замкнут), т.е. $U_\phi = U_{\phi H}$. Рассчитаем значение U_d из (4.1).

В 3-х фазной мостовой схеме выпрямления переменного тока

$$U_{2\phi} = \frac{U_d^{\text{наиб}}}{2,34}, \text{ В}, \quad (4.3)$$

где $U_{2\phi}$ - фазное напряжение вторичной обмотки трансформатора, В;

$k_{сх} = 2,34$ – коэффициент схемы выпрямления [9].

Далее выполняют расчёт трансформатора и осуществляют выбор типового решения по справочной литературе [4,5,6].

Для обеспечения работы привода в заданном диапазоне регулирования напряжение вторичной обмотки выбранного трансформатора должно быть не менее расчётной величины $U_{2\phi}$.

Если рассчитанное значение $U_{2\phi}$ близко к стандартному напряжению сети переменного тока, то не целесообразно использовать преобразовательный трансформатор. В этом случае считаем, что привод питается от мощного трансформатора [6] совместно с другими потребителями.

Робототехника и мехатроника

В случае отличия напряжения вторичной обмотки трансформатора или напряжения сети от расчётного $U_{2\phi}$ следует произвести перерасчёт величин U_ϕ , $U_{\Sigma\phi}$ и U_d для случая, когда транзисторный ключ звена постоянного напряжения постоянно находится в проводящем состоянии (замкнут). Назовём их наибольшими значениями соответствующих величин:

$$U_\phi^{\text{наиб}}, U_{\Sigma\phi}^{\text{наиб}} \text{ и } U_d^{\text{наиб}}$$

Найдем действующее значение фазного тока АД в соответствующем режиме. Учитывая благоприятный гармонический состав тока при 180-градусном управлении с $K_3 = 1$

$$I_{\Sigma\phi}^{\text{наиб}} = \frac{U_\phi^{\text{наиб}}}{U_{\phi H}^2} \cdot \frac{2\pi n_H M_H}{3 \cdot 60 k_C} \cdot \frac{1}{\eta \cos \varphi}, \text{ А,} \quad (4.4)$$

где $U_\phi^{\text{наиб}}$ - напряжение в режиме, где достигается наибольший ток двигателя,

$K_C = 1,1$ - коэффициент, допускающий возможность увеличения напряжения в сети на 10% от стандартного значения (ГОСТ 13109-87).

Соответствующая мощность на выходе выпрямителя с учётом ухудшения энергетических характеристик АД от не синусоидальности напряжения на 2%:

$$P_d^{\text{наиб}} = \left(\frac{k_C U_\phi^{\text{наиб}}}{U_{\phi H}} \right)^2 \frac{2\pi n_H M_H}{60} \frac{1}{(\eta - 0,02)(\cos \varphi - 0,02)\eta_{\text{АИИ}}}, \text{ Вт,} \quad (4.5)$$

Среднее значение выпрямленного тока в соответствующем режиме:

$$I_d^{\text{наиб}} = \frac{P_d^{\text{наиб}}}{U_d^{\text{наиб}}}, \text{ А,} \quad (4.6)$$

Ток диода

$$I_a^{\text{наиб}} = \frac{I_d^{\text{наиб}}}{3}, \text{ А,} \quad (4.7)$$

Действующее значение фазного тока на входе выпрями-

$$\text{теля } I_{2\phi}^{\text{наиб}} = 0,82I_d^{\text{наиб}}, \text{ А,} \quad (4.8)$$

Потребная полная мощность на входе выпрямителя составит

$$S_2^{\text{наиб}} = 1,05P_d^{\text{наиб}}, \text{ А,} \quad (4.9)$$

Повторим расчёт по формулам (4.4) - (4.9) для случая, когда обеспечивается необходимая по условиям работы механизма мощность на валу АД P_2 для нижнего предела регулирования с постоянной мощностью. Выберем из двух вариантов расчёта для дальнейшего использования тот, в котором токи наиболее велики.

Выбранный вариант будем считать наиболее тяжёлым по величинам токов рабочим режимом привода.

Максимальное обратное напряжение диода

$$U_{B\text{max}}^{\text{наиб}} = 1,05U_d^{\text{наиб}}, \text{ В,} \quad (4.10)$$

Тип диода выбирается по максимально-допустимому среднему току и максимальному обратному напряжению.

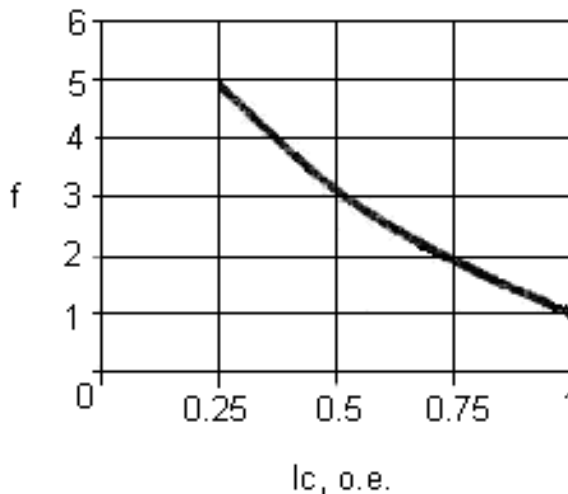


Рис. 4.1 Зависимость частоты переключений от тока коллектора IGBT-транзистора

Кратковременный допустимый ток через диод не должен превышать 15-ти кратного значения номинального тока

$$I_{BH} > I_K / 15, A, \quad (4.11)$$

где I_K - величина тока, проходящего через диод при КЗ на стороне постоянного тока, А.

Из опыта конструирования преобразователей фирмой Siemens [8] (ФРГ) известно, что допускается перегрузка по току на выходе АИН (кратно удвоенному номинальному действующему значению тока АД по каталогу) 1.1-1,5 в течение 60 с. Для ряда моделей, кроме того, допускается двукратная перегрузка по току в течение 3 с.

Фирмой Mitsubishi (Япония) допускается перегрузка 1,5 (кратно номинальному действующему значению тока АД по каталогу) в течение 60 с и двукратная перегрузка по току в течение 0,5 с.

Фирмой Kart E.Brinkmann GmbH (ФРГ) допускается перегрузка 1,5-1,8 (кратно номинальному (для ряда моделей - удвоенному номинальному) действующему значению тока АД по каталогу) в течение 30 с.

Перегрузочная способность преобразователя по току должна быть рассчитана по допустимому нагреву полупроводниковых приборов.

Ограничимся проверкой соответствия параметров выбранного диода выпрямителя и выбранного IGBT-модуля требованию перегрузки по выходному току АИН 1,5 (кратно удвоенному номинальному действующему значению тока АД по каталогу) в течение 60 с при номинальном (по каталожным данным) напряжении на АД. Может быть выбран и другой критерий из предлагаемых производителями аналогичного оборудования.

Если выбранный диод или IGBT-модуль не допускают токовой перегрузки, следует выбрать подходящие с большим допустимым током. Для приводов большой мощности, возможно, потребуется параллельное соединение нескольких диодов или транзисторов.

$$I_K = \frac{100I_d}{U_{K3}}, A, \quad (4.12)$$

где U_{K3} - напряжение КЗ трансформатора, % [9].

Максимальное напряжение для выбора класса диодов

принимается равным

$$U_B \geq \frac{U_{B\max}}{K}, \text{ В,} \quad (4.13)$$

где $K = (0,5-0,6)$ – коэффициент, учитывающий коммутационные перенапряжения на элементах выпрямителя.

Выбираем по справочнику диод, руководствуясь рассчитанными значениями I_{BH} и U_B .

5. РАСЧЕТ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

Наибольшая величина постоянного тока на входе АИН (выходе выпрямителя)

$$I_{II} = 1,35I_1^{наиб} \cos \varphi, \text{ А}, \quad (5.1)$$

где $I_1^{наиб}$, А - действующее значение фазного тока АД в наиболее тяжёлом по току рабочем режиме.

Для IGBT-транзисторов основным токовым параметром является постоянный ток коллектора I_C (максимальное значение). При проектировании преобразователей (АИН) постоянного тока в переменный параметр I_C является длительным током - полным аналогом максимально допустимого среднего тока в открытом состоянии, например, для тиристора.

Наибольшее среднее значение тока транзистора IGBT в плече АИН

$$I_C = 0,23I_1^{наиб} (1 + \cos \varphi), \text{ А}, \quad (5.2)$$

Наибольшее рабочее постоянное напряжение коллектор-эмиттер на транзисторе IGBT при 180-градусном алгоритме управления (всегда одновременно проводят три транзистора) имеем

$$U_{CES}^{наиб} = k_{\Delta U_C} \frac{2}{3} U_d^{наиб}, \text{ В}, \quad (5.3)$$

где $k_{\Delta U_C} = 1,2-1,3$ - коэффициент, учитывающий максимально допустимое превышение напряжения на конденсаторе звена постоянного напряжения.

Рабочее пиковое напряжения коллектор-эмиттер на транзисторе IGBT с учётом коммутационных перенапряжений

$$U_{CES}^{мик} = k_{\Delta U_C} \frac{2}{3} U_d^{наиб} / K, \text{ В}, \quad (5.4)$$

Но при алгоритмах управления, предусматривающих возможность одновременной проводимости лишь двух транзисторов, например, 120-градусное управление, следует принимать

Робототехника и мехатроника

$$U_{CES}^{наиб} = k_{\Delta U_C} U_d^{наиб}, \text{ В}, \quad (5.5)$$

$$U_{CES}^{ник} = k_{\Delta U_C} U_d^{наиб} / K, \text{ В}. \quad (5.6)$$

ОАО «Электровыпрямитель», г. Саранск рекомендует выбор IGBT из расчёта: рабочее пиковое напряжение в схеме не более 80% от классификационного (предельного) напряжения коллектор-эмиттер U_{CES} , а рабочее постоянное напряжение 50-60% от U_{CES} [9,10]. Специалисты рекомендуют использование IGBT по току I_C на 60-70% с учетом загрузки по мощности приблизительно на 36 %.

6. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ LC-ФИЛЬТРА АИН

На входе инвертора установим Г-образный фильтр нижних частот [9], содержащий в параллельной ветви ёмкость, а в последовательной – индуктивность. Ёмкость конденсатора на входе инвертора с точки зрения стабилизации напряжения в звене постоянного напряжения

$$C_d = \frac{0,21I_1}{f_1(k_{\Delta U_c} - 1)U_d^{наиб}} \left[1 - \cos \left(\varphi - \frac{\pi}{3} \right) \right], \Phi, \quad (6.1)$$

где $f_1 = 50$ Гц - частота выходного напряжения АИН, соответствующая режиму, в котором достигается наибольшее напряжение $U_d^{наиб}$, I_1 - действующее значение фазы АД в этом же режиме.

Наиболее тяжёлые условия для работы фильтра имеют место при работе транзисторного ключа в звене постоянного напряжения с коэффициентом заполнения равным 0,5. Ёмкость конденсатора на входе инвертора с точки зрения фильтрации высокочастотной переменной составляющей напряжения, обусловленной работой транзисторного ключа в звене постоянного напряжения

$$C_d = \frac{I_d}{4f_K 0,02U_d^{наиб}}, \Phi, \quad (6.2)$$

где для выражения (6.2-6.3) I_d соответствует режиму $U_d = 0,5U_d^{наиб}$ и $f_K = 1000 \div 3000$ Гц. Выбираем из расчётов по (6.1-6.2) электролитический конденсатор большей ёмкости на напряжение большее, чем $2U_d^{наиб}$. Типичная величина ёмкости $C_d = 20 - 1000$ мкФ.

Индуктивность продольной ветви Г-образного фильтра

$$L_d = \frac{U_d^{наиб}}{4f_K (0,15 \div 0,2)I_d}, \text{ Гн}, \quad (6.3)$$

Определим граничные частоты полосы пропускания фильтра [9]:

- частота, при которой закорачивается продольное сопротивление фильтра и размыкается продольная проводимость

$$f_{Г1} = 0 \text{ Гц};$$

- частота, при которой наступает резонанс напряжений в фильтре

$$f_{Г1} = \frac{1}{\pi\sqrt{C_d L_d}}, \text{ Гц}$$

Памятуя о том, что при частоте питающего напряжения на входе выпрямителя 50 Гц основной высшей временной гармоникой выпрямления, вызывающей волнистость напряжения на выходе выпрямителя будет, имеющая частоту 300 Гц (далее в порядке уменьшения величины 600, 900, 1200,...Гц), а также с учетом величины f_k проведём проверку, не находятся ли указанные частоты в полосе пропускания фильтра, а если находятся, то подберём параметры фильтра таким образом, чтобы исключить попадание вышеназванных частот в полосу пропускания фильтра.

7. ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ (ШИР) НАПРЯЖЕНИЯ НА ВХОДЕ АИН

Транзисторный ключ реализован на модуле IGBT. При постоянной частоте коммутации транзистора изменение величины постоянного напряжения, подаваемого на вход АИН, осуществляется изменением коэффициента заполнения ШИР – отношения длительности импульса к интервалу времени между началами фронтов двух соседних импульсов напряжения - за счет изменения длительности импульса

Частота переключений IGBT-транзисторов f_K выбирается по зависимости рис. 7.1, где дана функция частоты переключений от тока коллектора при температуре окружающей среды 125 °С при загрузке транзистора по мощности на 80% [7, 9]. При токе коллектора I_C , равном наибольшему среднему значению, указанному в паспорте транзистора, рекомендуется частота переключений $f_K = 1 \div 1,1$ кГц.

Наибольшее среднее значение тока транзистора IGBT в звене постоянного напряжения равно наибольшему значению тока звена постоянного напряжения

$$I_C = I_d^{\text{наиб}}, \text{ А}, \quad (7.1)$$

По аналогии с п.5

$$U_{CES}^{\text{наиб}} = k_{\Delta U_C} U_d^{\text{наиб}}, \text{ В}, \quad (7.2)$$

$$U_{CES}^{\text{мик}} = k_{\Delta U_C} U_d^{\text{наиб}} / K, \text{ В}. \quad (7.3)$$

Выбираем по каталожным данным подходящий модуль IGBT типа "чоппер", оценивая расчетную загрузку транзисторного ключа по току, напряжению и мощности и сопоставляя с рекомендациями.

8. ДИНАМИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Рассмотрим структурную схему при частотном регулировании асинхронного двигателя

$x_1 = \frac{x_1}{D}$	$x_1 = 0.392$	Ом	Индуктивное сопротивление статора в Т-образной схеме замещения.
$x_{2s} = \frac{x_{2s}}{D}$	$x_{2s} = 0.693$	Ом	Индуктивное сопротивление ротора в Т-образной схеме замещения.
$x_m = \frac{x_m}{D}$	$x_m = 24.552$	Ом	Индуктивное сопротивление рассеивания в Т-образной схеме замещения.
$x_k = x_1 + x_{2s}$	$x_k = 1.085$	Ом	

Передаточные функции регулятора тока.

$$W_{reg}(p) = \frac{1 + T_{pe} \cdot p}{T_0 \cdot p}$$

На рисунке 8.5 указана структурная схема регулятора тока. На рисунке 8.6 показана электрическая схема регулятора тока.

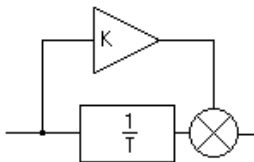


Рисунок 8.5. Структурная схема регулятора тока

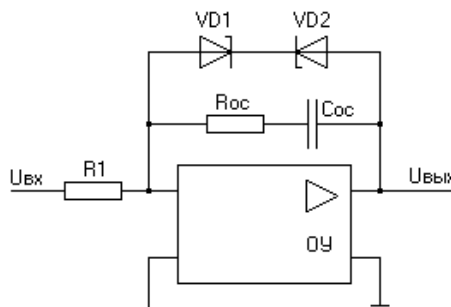


Рисунок 8.6. Электрическая принципиальная схема регулятора тока

$T = R_{oc} \cdot C_{oc}$ Расчет параметров регулятора тока.

$$K = \frac{R_{oc}}{R_1}$$

Примем

$$C_{oc} = 0.000001 \quad \Phi$$

$$R_{oc} = \frac{T_{pe}}{C_{oc}}$$

$$R_{oc} = 6.351 \times 10^3$$

$$R_{oc} = 6000 \quad \text{Ом}$$

$$T_{pe} = R_{oc} \cdot C_{oc} \quad T_{pe} = 6 \times 10^{-3}$$

$$K = 10$$

$$R_1 = \frac{R_{oc}}{K}$$

$$R_1 = 600 \quad \text{Ом}$$

8.1 Моделирование электропривода в среде Or CAD

На приведенной модели произведем моделирование электропривода в среде Or CAD .

Робототехника и мехатроника

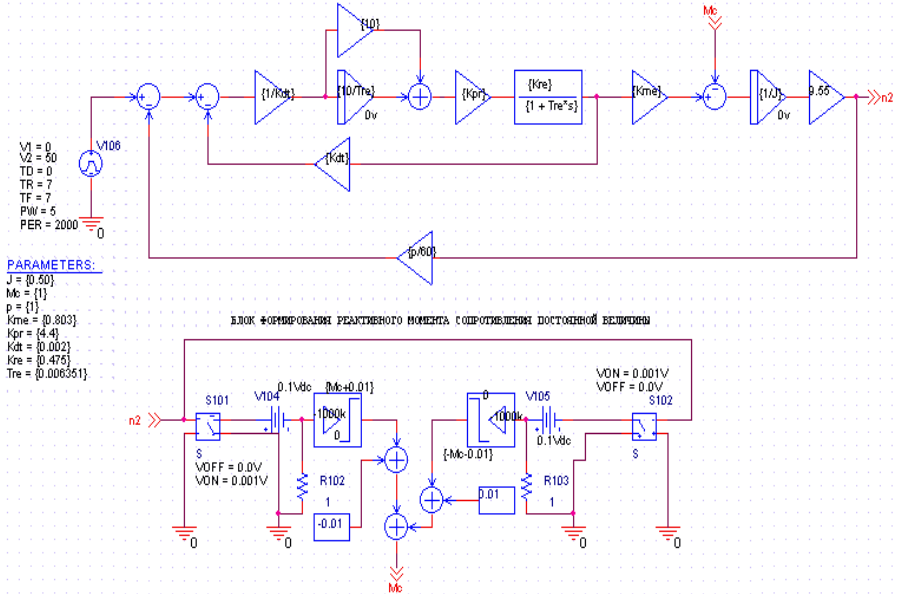
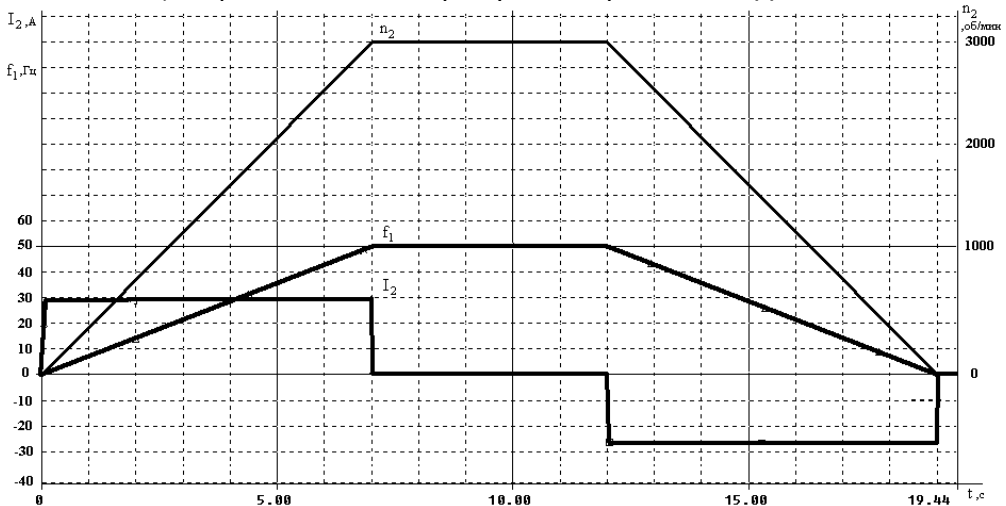


Рисунок 8.7. Структурная схема электропривода в среде OrCAD

В результате моделирования получаем графики зависимости тока, скорости и частоты при пуске и торможении АД.



Робототехника и мехатроника

Рисунок 8.8. Графики тока, скорости и частоты при пуске двигателя

Анализ полученных зависимостей позволяет ориентировочно оценить ожидаемые изменения регулируемых координат в энергетическом контуре рассматриваемого электропривода.

9. РЕВЕРС И ТОРМОЖЕНИЕ АД

Для реверсирования АД электропривода (ЭМС) алгоритмом управления инвертором предусматривается возможность смены чередования формируемых фаз напряжения АИН, подаваемых на обмотки статора АД.

Для торможения маломощных АД (до 3-5 кВт) часто применяют генераторный режим работы последних с рассеянием энергии на тормозном резисторе в процессе питания двух фаз АД постоянным напряжением. Обычно электродинамический способ торможения применяется при величине постоянного напряжения, не превышающего 30% от номинального значения действующего фазного напряжения АД при частоте тока торможения f_1 порядка единиц Гц.

При генераторном торможении АИН снижает частоту напряжения, таким образом, что АД всё время работает с отрицательным скольжением — в генераторном режиме, отдавая энергию конденсатору фильтра C_d . При превышении некоторого порогового напряжения, конденсатор разряжается на тормозное сопротивление.

ЛИТЕРАТУРА

1. Проектирование электрических машин: Учеб. для вузов. - В 2-х кн.; кн. 1/ И.П. Копылов и др. - 2-е изд., перераб. и доп. М.; Энергоатомиздат, 1993. - 464 с.
2. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник/ А.Э. Кравчик и др. - М.; Энергоиздат, 1982. - 504 с.
3. Переходные процессы в электрических машинах и аппаратах и вопросы их проектирования: Учеб. пособие для вузов/О.Д. Гольденберг, О.Б. Буль, И.С. Свириденко, С.П.Хелемская; Под ред. Гольденберга О.Д. -М.: Высш. шк., 2001.- 512 с.
4. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами: Учеб. пособие для вузов.- Л.: Энергоиздат. - 1982. - 392 с.
5. Лопухина Е.М.Автоматизированное проектирование электрических машин малой мощности: Учеб. пособие / Лопухина Е.М., Семенчуков Г.А. - М.: Высшая шк., 2002.- 511 с.
6. Алиев И.И. Справочник по электротехнике и электрооборудованию: Учеб. пособие для вузов. - 2-е изд. доп. - М.: Высш. шк. - 2000. - 255 с.
7. Брускин Д.Э. и др. Электрические машины: [Учебник для электротехнич. спец. вузов в 2-х ч. Ч1]. - М,; Высш. шк.- 1979. - 288 с.
8. Карнаухов Н.Ф. Электромеханические модули мехатронных систем. Основы расчета и проектирования. Учеб. пособие. - Ростов н/Д: Издательский центр ДГТУ. -2001.- 173 с.
9. Карнаухов Н.Ф. Электромеханические и мехатронные системы / Н.Ф. Карнаухов. - Ростов н/Д: Феникс, -2006. - 320 с.