

В. ГАДИН Д. Э. БРУСКИН
А. Е. ЗОРОХОВИЧ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ



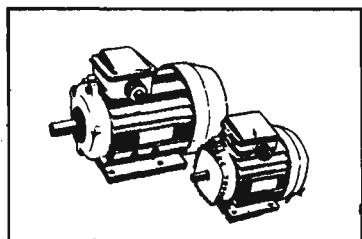
АСИНХРОННЫЕ
МАШИНЫ



В. И. РАДИН Д. Э. БРУСКИН
А. Е. ЗОРОХОВИЧ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ



Под редакцией И. П. Копылова

Допущено
Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебника для студентов
электрохимических специальностей
вузов



Москва, „Высшая школа“ 1988

ББК 31.261
Р 15
УДК 621.313

Рецензенты:

кафедра «Электрические машины» Куйбышевского политехнического института (зав. кафедрой д-р техн. наук, проф. А. И. Скороспешкин); д-р техн. наук, проф. Г. А. Сипайлов (Томский политехнический институт им. С. М. Кирова)

Радин В. И. и др.

Р15 Электрические машины: Асинхронные машины: Учеб. для электромех. спец. вузов/Радин В. И., Брускин Д. Э., Зорохович А. Е.; Под ред. И. П. Копылова — М.: Высш. шк., 1988.— 328 с.: ил.

ISBN 5—06—001285—9

Книга является очередной в намеченном к выпуску четырехтомнике. В ней подробно изложена современная теория асинхронных электрических машин, рассмотрены конструкции асинхронных машин, рабочий процесс в асинхронном двигателе, регулирование частоты вращения и др.

Р 2302030000(4309000000)—361 126—88
001(01)—88

ББК 31.261
6П2.1.081

Учебное издание

Радин Владимир Исакович
Брускин Давид Эммануилович
Зорохович Александр Ефимович

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ:
АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

Зав. редакцией Н. И. Хрусталева. Редактор Н. Е. Овчеренко. Мл. редактор Н. Е. Овчеренко. Художник В. В. Гарбузов. Художественный редактор В. И. Мешалкин. Технический редактор З. В. Нуждина. Корректор В. В. Кожуткина

ИБ № 7198

Изд. № СТД—557. Сдано в набор 27.01.88. Подп. в печать 25.05.88. Т-10181. формат 60×88^{1/8}. Бум. офсетная № 2. Гарнитура литературная. Печать офсетная. Объем 20,09 усл. печ. л. + 0,25 усл. печ. л. форзац. 20,59 усл. кр.-отт. 21,45 уч.-изд. л. + 0,39 уч.-изд. л. форзац. Тираж 30 000 экз. Зак. № 48. Цена 1 р. 20 к.

Издательство «Высшая школа», 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14.

Московская типография № 8 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательства, полиграфии и книжной торговли, 101898, Москва, Центр, Хохловский пер., 7.

ISBN 5—06—001285—9

© Издательство «Высшая школа», 1988

В программе КПСС, принятой XXVII съездом партии, ставятся новые большие задачи по ускорению социально-экономического развития советского общества. В экономической области предстоит обеспечить подъем народного хозяйства на принципиально новый научно-технический и организационный уровень; перевод его на рельсы интенсивного развития; достижение высшего мирового уровня производительности общественного труда, качества продукции и эффективности производства. В решении этих задач ключевая роль принадлежит машиностроению. В условиях научно-технической революции темпы развития машиностроительного комплекса, и в частности электромашиностроения, во многом определяют технический прогресс в области энергетики, топливной промышленности, транспорта и связи, металлургии, станко- и приборостроения, строительства, агропромышленного комплекса и др., комплексной механизации и автоматизации во всех этих отраслях народного хозяйства.

Основные направления экономического и социального развития СССР на 1986—1990 годы и на период до 2000 года предусматривают повышение уровня электрификации производства и эффективности использования электроэнергии; развитие ускоренными темпами электроэнергетики и электротехнической промышленности; увеличение производства электроэнергии в 1990 г. до 1840—1880 млрд. кВт·ч, в том числе на атомных электростанциях до 390 млрд. кВт·ч.

Предстоит развивать быстрыми темпами производство электрических машин большой, средней и малой мощности: существенно увеличить выпуск электродвигателей переменного тока мощностью до 400 кВт новых унифицированных серий, опережающими темпами наращивать выпуск автоматизированных электроприводов, развивать высокоавтоматизированное производство электродвигателей. Особое внимание необходимо уделять разработке и освоению выпуска электрооборудования, имеющего более высокие надежность и энергетические показатели, меньшую трудоемкость, металлоемкость и удельный расход электротехнических материалов.

В книге изложены основные вопросы теории асинхронных машин, которые являются наиболее распространенными электрическими машинами, используемыми во всех отраслях народного хозяйства. Приведены также главные принципы оптимального проектирования этих машин и дано краткое описание устройства

современных асинхронных электродвигателей унифицированной серии АИ.

Учебник предназначен для студентов электротехнических специальностей вузов; может быть также использован инженерно-техническими и научными работниками, занимающимися проектированием, эксплуатацией и ремонтом электрических машин и электроприводов.

Авторы считают своим долгом выразить благодарность рецензентам данной книги — д-ру техн. наук, проф. Г. А. Сипайлову и коллективу кафедры «Электрические машины» Томского политехнического института, а также д-ру техн. наук А. И. Скороспешкину и коллективу кафедры «Электрические машины» Куйбышевского политехнического института за ценные советы и замечания.

Все замечания и пожелания по улучшению этого учебника просим направлять в издательство «Высшая школа» по адресу: 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14.

Авторы

Асинхронные машины — наиболее распространенные электрические машины. Особенно широко они используются в качестве электродвигателей и являются основными преобразователями электрической энергии в механическую. В настоящее время асинхронные двигатели потребляют около половины всей вырабатываемой в мире электроэнергии и широко применяются в качестве электропривода большинства механизмов. Это объясняется простотой конструкции, надежностью и высоким значением КПД этих электрических машин.

Наибольшее распространение получили асинхронные двигатели напряжением до 1000 В. В СССР их установленная мощность составляет около 300 млн. кВт. В табл. В.1 приведено распределение асинхронных двигателей различной мощности в народном хозяйстве СССР на начало 80-х годов и данные о потреблении ими электроэнергии.

Таблица В.1

Мощность, кВт	% от общего количества асинхронных двигателей	% к общему потреблению ими электроэнергии
До 1	10	5
От 1 до 5	60	40
» 5 » 20	20	30
» 20 » 100	9	20
Свыше 100	1	5

При этом машины мощностью от 0,75 до 100 кВт потребляют более 90% от общего потребления электроэнергии асинхронными двигателями.

Примерное распределение асинхронных двигателей по механизмам приведено в табл. В.2.

Открытие асинхронных машин относится к 80-м годам прошлого столетия. Их создание связывают с именами итальянского ученого Г. Феррариса, югославского ученого Н. Тесла и русского ученого М. О. Доливо-Добровольского. Г. Феррарис и Н. Тесла независимо друг от друга в 1888 г. предложили способ получения вращающегося магнитного поля при двухфазном токе и создали

Таблица В.2

Механизмы	% от общего количества двигателей	Механизмы	% от общего количества двигателей
Вентиляторы	37,7	Транспортеры	19,9
Насосы	17,0	Смесители	5,5
Станки обрабатывающие	7,0	Компрессоры	2,8
Механизмы перемещения	4,0	Дробилки	2,4
Затворы, задвижки	3,7		

первые асинхронные машины. Двигатель Г. Феррариса имел медный сплошной ротор, сосредоточенную двухфазную обмотку на статоре и развивал мощность в несколько ватт. Двигатель Н. Тесла имел также двухфазную сосредоточенную обмотку на статоре и такую же обмотку на роторе. Однако эти двигатели не получили широкого распространения.

Наибольшую роль в создании асинхронных двигателей сыграл М. О. Доливо-Добровольский. В 1889 г. он впервые использовал трехфазный ток для получения вращающегося магнитного поля, применил на статоре распределенную трехфазную обмотку и обмотку ротора в виде беличьей клетки. Он также предложил трехфазную обмотку ротора, выведенную на контактные кольца, и использовал для пуска двигателя реостат, подключенный к обмотке ротора через контактные кольца.

Почти за 100 лет существования асинхронных двигателей в них совершенствовались применяемые материалы, конструкция отдельных узлов и деталей, технология их изготовления, однако принципиальные конструкторские решения, предложенные М. О. Доливо-Добровольским, в основном остались неизменными.

В дальнейшем большое распространение получили также и однофазные асинхронные двигатели, в основном для электробытовых приборов. Появилось также большое количество разновидностей и модификаций асинхронных машин, в частности асинхронные исполнительные двигатели, тахогенераторы, сельсины, поворотные трансформаторы и др. Небольшое применение нашли и асинхронные генераторы.

Большой вклад в теорию асинхронных машин внесли советские ученые Б. П. Апаров, М. П. Костенко, Г. Н. Петров, К. И. Шенфер и др.

В СССР впервые в мировой практике асинхронные двигатели выпускаются едиными всесоюзными сериями. На базе единых серий в нашей стране организовано высокомеханизированное и автоматизированное крупносерийное производство; при этом использованы широкая специализация и кооперация, централизованное изготовление технологической оснастки и инструмента и др.

Большие преимущества имеют единые серии в эксплуатации: они значительно облегчают выбор, установку, обслуживание и ремонт электрооборудования.

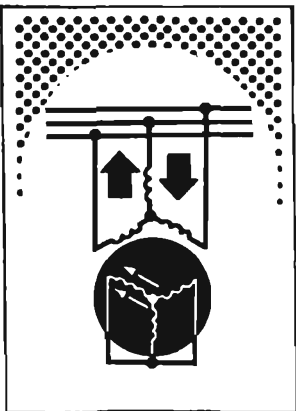
Первая единая всесоюзная серия асинхронных двигателей мощностью до 100 кВт (А, АО) была разработана сразу после Великой Отечественной войны в 1946—1949 гг. В 1958—1960 гг. была разработана вторая серия (А2, АО2). К этому времени выпуск асинхронных двигателей в нашей стране возрос в несколько раз, появились новые требования и в 70-е годы была разработана и внедрена новая серия 4А. В ее разработке принимало участие большое количество научно-исследовательских и конструкторских организаций, так как одновременно с конструкцией двигателей разрабатывались электротехническая сталь, провод, изоляция, технология и технологическое оборудование. Одновременно была создана мощная технологическая база, обеспечивающая разработку и изготовление специального технологического оборудования.

В 80-х годах организацией социалистических стран Интерэлектро разработана новая унифицированная серия асинхронных двигателей АИ, предназначенная для использования во всех странах — членах СЭВ. Машины серии АИ, которые производятся во всех этих странах, отличаются повышенными надежностью и перегрузочной способностью, расширенным диапазоном регулирования, лучшими массогабаритными и энергетическими показателями, а также улучшенными виброакустическими характеристиками по сравнению с машинами серии 4А.

В СССР впервые в мире была разработана методика оптимизированного расчета асинхронных двигателей, учитывающая затраты как на производство, так и на эксплуатацию электродвигателей; расчет с помощью электронно-вычислительных машин ведется по минимуму суммарных затрат в народном хозяйстве. В теорию и практику создания единых серий асинхронных двигателей огромный вклад внесли советские ученые и инженеры А. Г. Иосифьян, Б. И. Кузнецов, Э. Д. Кравчик, Э. К. Стрельбицкий, Т. Г. Сорокер, И. Н. Чарахчян и др.

Опыт разработки и внедрения крупных серий асинхронных двигателей показал необходимость совместной работы расчетчиков, конструкторов и технологов, начиная с момента разработки технического задания на серию. В настоящее время немыслимо проектирование серий каких-либо изделий без глубокой технологической проработки.

Создание высокоэкономичных, высоконадежных асинхронных двигателей единых серий — сложная научно-техническая задача, имеющая большое народнохозяйственное значение.



Общие сведения об асинхронных машинах

В основу принципа действия асинхронной машины положено использование вращающегося магнитного поля, которое индуцирует электродвижущую силу (ЭДС) в обмотке ротора. При взаимодействии тока ротора с вращающимся магнитным полем создается электромагнитный момент, приводящий ротор во вращение (в двигательном режиме) или осуществляющий его торможение (в тормозных режимах).

1.1. Принцип действия асинхронной машины

Принцип действия асинхронной машины основан на законе электромагнитной индукции, открытом М. Фарадеем, и работах Д. Максвелла и Э. Ленца.

В асинхронной машине одну из обмоток размещают на статоре 1 (рис. 1.1, а), а вторую — на роторе 3. Между ротором и статором имеется воздушный зазор, который для улучшения магнитной связи между обмотками делают по возможности малым. Обмотка статора 2 представляет собой многофазную (или в частном случае трехфазную) обмотку, катушки которой размещают равномерно по окружности статора. Фазы обмотки статора AX , BY и CZ соединяют по схеме Y или Δ и подключают к сети трехфазного тока. Обмотку ротора 4 выполняют многофазной короткозамкнутой или трехфазной и размещают равномерно вдоль окружности ротора.

Из курса теоретических основ электротехники известно, что при питании трехфазным синусоидальным током трехфазной обмотки статора возникает вращающееся магнитное поле, частота вращения (об/мин) которого

$$n_1 = 60 f_1 / p, \quad (1.1)$$

где f_1 — частота питающей сети; p — число пар полюсов.

Вращающееся магнитное поле индуцирует в проводниках замкнутой накоротко обмотки ротора ЭДС E_2 и по ним проходит ток I_2 .

На рис. 1.1, а показано (по правилу правой руки) направление ЭДС, индуцированной в проводниках ротора при вращении магнитного потока Φ по часовой стрелке (при этом проводники ротора перемещаются относительно потока Φ против часовой стрелки). Если ротор неподвижен или частота его вращения меньше частоты n_1 , то активная составляющая тока ротора совпадает по фазе с индуцированной ЭДС; при этом условные обозначения (крестики и точки) на рис. 1.1 показывают одновременно и направление активной составляющей тока.

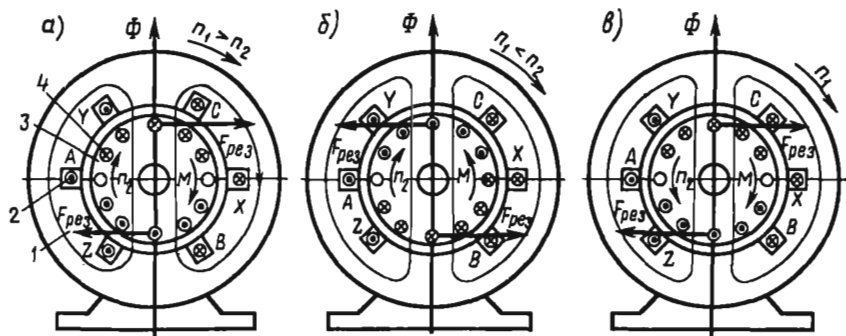


Рис. 1.1. Электромагнитная схема асинхронной машины и направление ее электромагнитного момента при работе машины в режимах: двигательном (а), генераторном (б) и электромагнитного торможения (в)

На проводники с током, расположенные в магнитном поле, действуют электромагнитные силы, направление которых определяется правилом левой руки. Суммарное усилие $F_{рез}$, приложенное ко всем проводникам ротора, образует электромагнитный момент M , увлекающий ротор за вращающимся магнитным полем.

Электромагнитный момент, возникающий от взаимодействия магнитного потока Φ и тока ротора I_2 ,

$$M = c\Phi I_2 \cos \psi_2,$$

где c — коэффициент пропорциональности; $I_2 \cos \psi_2$ — активная составляющая тока ротора; ψ_2 — угол сдвига фаз между током I_2 и ЭДС E_2 в обмотке ротора.

Если электромагнитный момент M достаточно велик, то ротор приходит во вращение и его установившаяся частота вращения n_2 соответствует равенству электромагнитного момента тормозному, создаваемому приводимым во вращение механизмом и внутренними силами трения. Такой режим работы асинхронной машины является двигательным.

Частота вращения ротора n_2 всегда отличается от частоты вращения магнитного поля n_1 , так как в случае совпадения этих

частот вращающееся поле не пересекает обмотку ротора и в ней не индуцируется ЭДС, а следовательно, и не создается вращающий момент.

Относительную разность частот вращения магнитного поля и ротора называют *скольжением*:

$$s = (n_1 - n_2) / n_1. \quad (1.2)$$

Его выражают в относительных единицах или процентах по отношению к n_1 . Частота вращения ротора с учетом (1.2):

$$n_2 = n_1(1 - s). \quad (1.3)$$

Таким образом, характерной особенностью асинхронной машины является наличие скольжения, т. е. неравенство частот вращения n_1 и n_2 . Поэтому машину и называют *асинхронной* (ее ротор вращается несинхронно с полем).

При работе асинхронной машины в *двигательном режиме* частота вращения ротора меньше частоты вращения магнитного поля $n_2 < n_1$ и $0 < s < 1$. В этом случае обмотка статора питается от сети, а вал ротора передает механический момент на какой-либо механизм. В машине электрическая энергия преобразуется в механическую.

Если ротор заторможен ($s = 1$) — это *режим короткого замыкания*. В случае если частота вращения ротора совпадает с частотой вращения магнитного поля (синхронная частота), т. е. $s = 0$, то вращающий момент не возникает.

Если ротор асинхронной машины разогнать с помощью внешнего момента (например, каким-либо двигателем) до частоты n_2 , большей частоты вращения магнитного поля n_1 , то изменится направление ЭДС в проводниках ротора и активной составляющей тока ротора. При этом изменит свое направление и электромагнитный момент M , который станет тормозящим, т. е. асинхронная машина перейдет в *генераторный режим* (рис. 1.1, б). В генераторном режиме асинхронная машина получает механическую энергию от первичного двигателя, преобразует ее в электрическую и отдает в сеть, при этом $0 > s > -\infty$.

Если вращать ротор от постороннего двигателя в сторону, противоположную вращению магнитного поля (рис. 1.1, в), то ЭДС и активная составляющая тока в проводниках ротора направлены так же, как и в двигательном режиме, т. е. машина получает из сети электрическую энергию. Однако в данном режиме электромагнитный момент M направлен против вращения ротора, т. е. является тормозящим. Этот режим работы асинхронной машины — *режим электромагнитного торможения*. В этом режиме ротор вращается в обратном направлении (по отношению к направлению магнитного поля), поэтому $n_2 < 0$, а $1 < s < \infty$. В рассматриваемом режиме энергию машина получает как со стороны ротора (механическую), так и со стороны статора (электрическую).

1.2. Устройство асинхронных машин

Основные типы двигателей. Асинхронные двигатели подразделяются на два основных типа: с короткозамкнутым и фазным ротором (последние называют двигателями с контактными кольцами). Рассматриваемые двигатели имеют одинаковую конструкцию статора и отличаются лишь выполнением ротора.

Двигатели с короткозамкнутым ротором являются наиболее распространенными; электропромышленность выпускает их десятками миллионов в год.

На рис. 1.2, а показан общий вид наиболее распространенного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором закрытого обдуваемого исполнения. На статоре расположена трехфазная обмотка. Обмотка ротора выполнена в виде беличьей клетки, т. е. является короткозамкнутой.

Конструкция оболочки (корпус, щиты и др.) в значительной мере зависит от исполнения машины по степени защищенности и от выбранной системы охлаждения. В рассматриваемой конструкции корпус машины для лучшего охлаждения снабжен ребрами. Центробежный вентилятор, расположенный на валу двигателя снаружи оболочки машины, обдувает ребристый корпус двигателя. Вентилятор закрыт воздухонаправляющим кожухом.

Внутри машины воздух перемешивается вентиляционными лопастями, отлитыми вместе с короткозамыкающими кольцами. На корпусе крепится коробка выводов, в которой установлена клеммная панель с выведенными концами обмотки статора.

В более мощных двигателях для повышения интенсивности охлаждения воздух прогоняется через аксиальные каналы ротора отдельным вентилятором или тем же вентилятором, который обдувает внешнюю поверхность машины. Для этой цели при использовании одного общего вентилятора в аксиальные отверстия ротора вставляют воздухопроводящие трубки, укрепленные в отверстиях опорных дисков, насаженных на вал ротора (рис. 1.2, б). Этим предотвращается возможность проникновения к обмоткам машины наружного воздуха, в котором содержится влага. Торцовые щиты имеют жалюзи для прохода и выхода наружу воздуха.

Сердечник статора (магнитопровод) набирается из отштампованных кольцеобразных листов электротехнической стали толщиной 0,35 ... 0,5 мм. В листах выштампованы пазы для размещения обмотки (рис. 1.3). В крупных машинах статор собирается из листов в виде сегментов. На листы с обеих сторон наносится изоляция (оксидная пленка, лак и пр.). Листы в пакете сердечника скрепляются скобами, сваркой или в крупных машинах шпильками. В машинах свыше 400 кВт в сердечниках для лучшего охлаждения обычно имеются радиальные каналы. Они образуются путем деления сердечника по длине на ряд пакетов и установкой между ними стальных дистанционных прокладок, которые привариваются к крайним листам пакета.

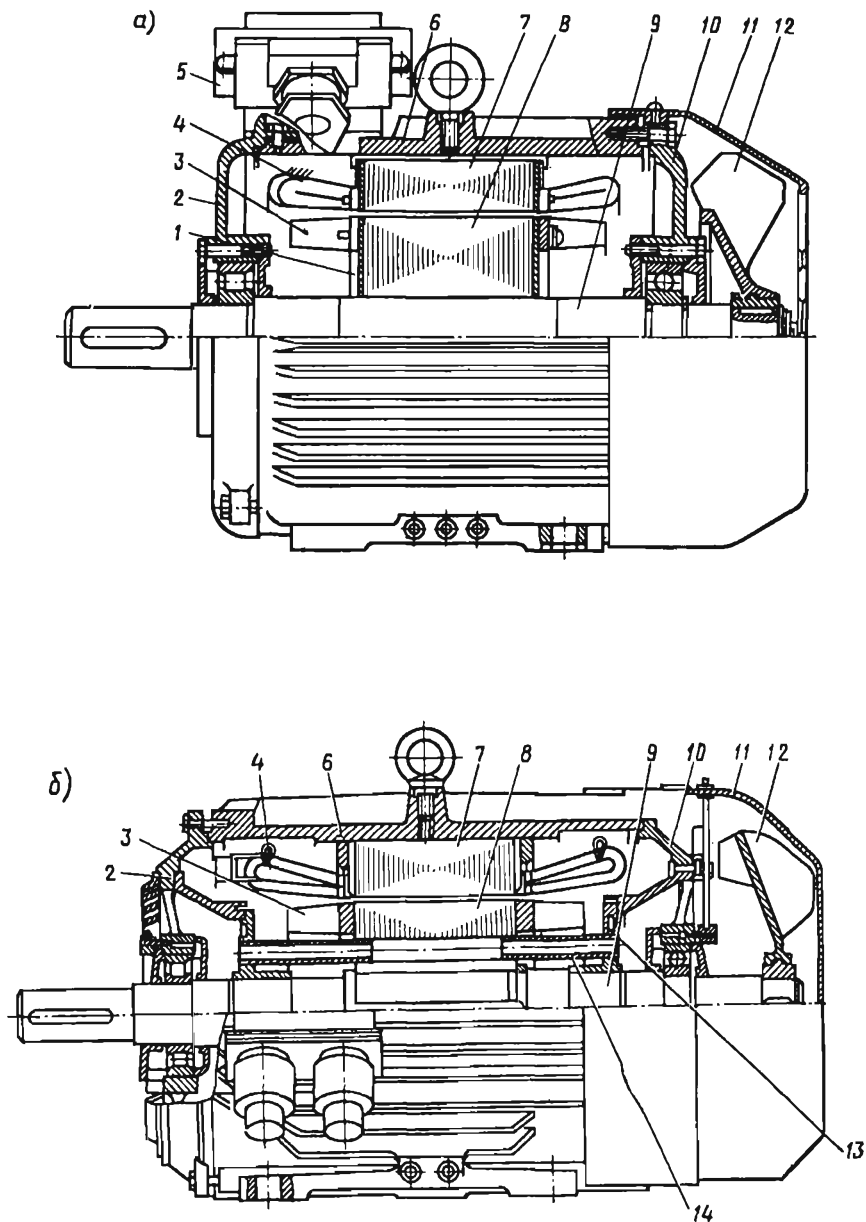


Рис. 1.2. Асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором:

1 — короткозамыкающие кольца обмотки ротора; 2, 10 — подшипниковые щиты; 3 — вентиляционные лопасти; 4 — обмотка статора; 5 — коробка выводов; 6 — корпус (станина); 7 — сердечник статора; 8 — сердечник ротора; 9 — вал; 11 — кожух вентилятора; 12 — вентилятор; 13 — опорный диск; 14 — воздухоподводящая трубка

В пазы магнитопровода статора укладывается обмотка, изготовленная из прямоугольного или круглого провода. Обмотки из прямоугольного провода изготовляют в виде жестких секций и укладывают в открытые или полуоткрытые пазы (рис. 1.4, а, б). Обмотки из круглого провода всыпают обычно в полузакрытые пазы через шлиц в пазу (рис. 1.5) с помощью специальных статорообмоточных станков. В высоковольтных машинах корпусную изоляцию катушек обычно выполняют в виде спрессованной гильзы (см. рис. 1.4, а).

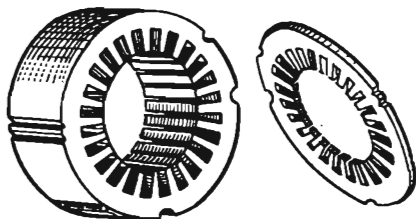


Рис. 1.3. Сердечник статора и штампованный лист

В современных асинхронных машинах используют электроизоляционные материалы классов нагревостойкости В и F, а для специальных машин, работающих в тяжелых условиях, — материалы класса Н.

В машинах различают межвитковую и корпусную изоляцию.

Межвитковая изоляция (между витками обмотки) обеспечивается изоляцией самого проводника, наносимой на него в процессе изготовления на кабельных заводах или при изготовлении электрической машины. **Корпусная изоляция** отделяет проводники обмотки от корпуса электрической машины. Для нее используют различные прокладки, гильзы или ряд слоев изоляции, наносимой на соответствующую катушку до установки ее в машину.

Ротор машины состоит из пакета листов электротехнической стали с выштампованными пазами. В короткозамкнутых роторах пазы заливаются алюминием, при этом образуются стержни беличьей клетки (рис. 1.6, а). Одновременно отливаются короткозамыкающие тор-

цовые кольца и вентиляционные лопасти, общий вид такого ротора показан на рис. 1.6, б. В более крупных и специальных машинах в пазы ротора вставляются медные (бронзовые, латунные) стержни, концы которых вплавляются (свариваются) в короткозамыкающие медные кольца (рис. 1.6, в). Пакет с алюминиевой клеткой напрес-

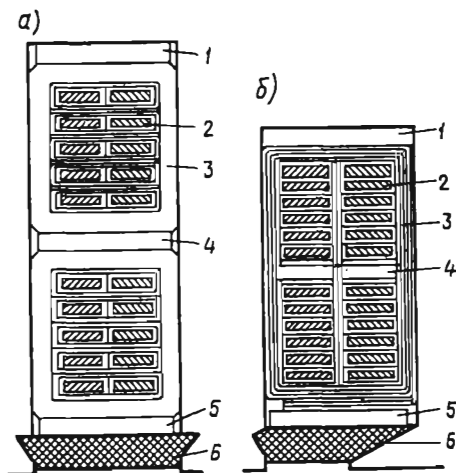


Рис. 1.4. Открытый (а) и полуоткрытый (б) пазы статора для обмотки из жестких секций:

1, 4, 5 — изоляционные прокладки; 2 — проводники; 3 — изоляция катушки (корпусная); 6 — клин

совывается на вал. Для роторов с медной клеткой листы собираются непосредственно на валу, а уже затем в пазы пакета вставляются медные стержни.

Роторы двигателей вращаются в подшипниках, как правило, применяются подшипники качения, в машинах свыше 1000 кВт используются также подшипники скольжения. В случае необходимости на валу устанавливается вентилятор. Подшипники закрепляются в подшипниковых щитах, подшипниковые щиты крепятся к корпусу статора.

Двигатели с фазным ротором находят значительно меньшее применение, чем с короткозамкнутым ротором, и выпускаются промышленностью главным образом в виде машин мощностью свыше 100 кВт.

На рис. 1.7 показан общий вид асинхронного двигателя с фазным ротором защищенного исполнения. Для лучшего охлаждения магнитопроводы статора и ротора в машинах большой и средней мощности разделены на отдельные пакеты, между которыми имеются вентиляционные каналы. Вентиляционные лопасти, ук-

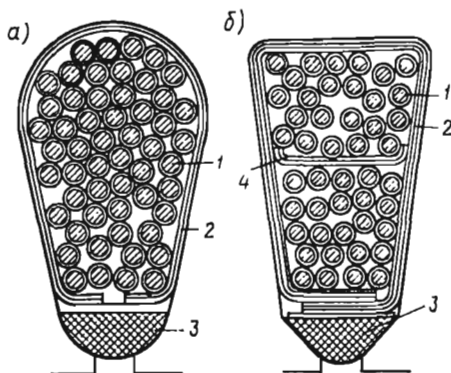


Рис. 1.5. Паза статора для выпных однослойной (а) и двухслойной (б) обмоток:

1 — проводники; 2 — изоляция паза (корпусная); 3 — крышка — клин; 4 — прокладка

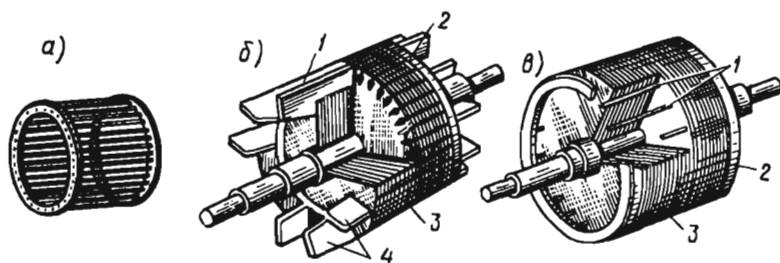


Рис. 1.6. Конструкция короткозамкнутого ротора:

1 — сердечник ротора; 2 — стержни беличьей клетки; 3 — вентиляционные лопасти; 4 — короткозамыкающие кольца

репленные на лобовых (внешних) частях жестких секций обмотки, засасывают воздух в машину через отверстия в щитах и выбрасывают его через отверстия в корпусе. Такая вентиляция называется *симметричной радиальной*. Контактные кольца расположены вне

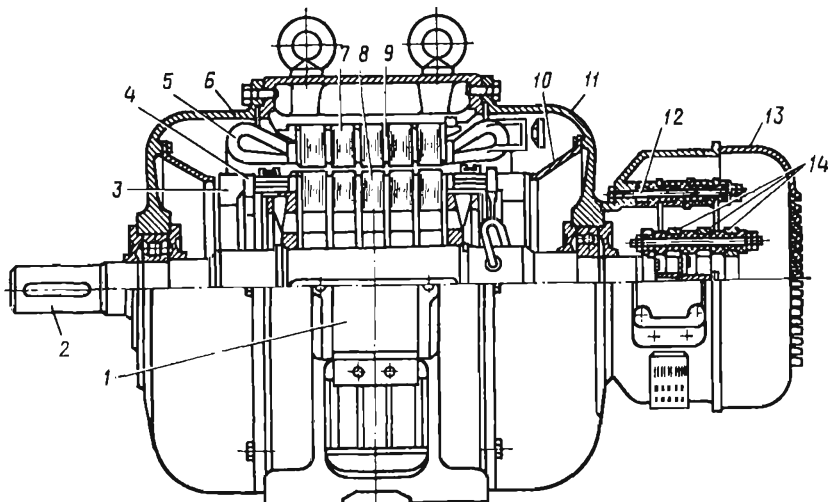


Рис. 1.7. Асинхронный двигатель с фазным ротором:

1 — коробка выводов; 2 — вал; 3 — вентиляционные лопасти; 4 — обмотка ротора; 5 — обмотка статора; 6, 11 — подшипниковые щиты; 7 — сердечник статора; 8 — сердечник ротора; 9 — радиальный вентиляционный канал; 10 — диффузор; 12 — щеточная траверса; 13 — щетка; 14 — контактные кольца

оболочки машины, выводные концы обмотки ротора проходят через отверстие в валу и подключаются к контактным кольцам болтами. Щеткодержатели со щетками прикрепляются щеточной траверсой к щиту.

В двигателях с фазным ротором в пазы ротора укладывают выпinnую обмотку из круглого провода (рис. 1.8, а) или обмотку, состоящую из жестких секций, укладываемых в открытые пазы ротора (рис. 1.8, б), или же обмотку из стержней, вкладываемых в полузакрытые пазы с торца. Три конца от фазных обмоток присоединяются к контактным кольцам, установленным на вал двигателя.

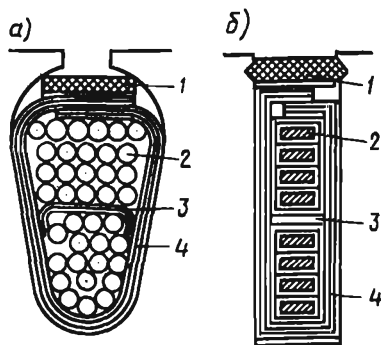
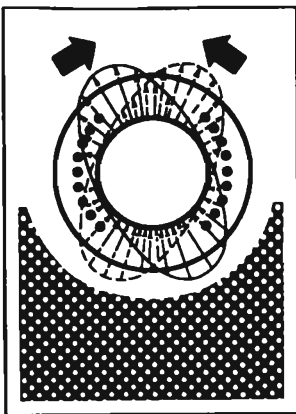


Рис. 1.8. Пазы фазного ротора с выпинной обмоткой из круглого провода (а) и с жесткой обмоткой (б):

1 — клин; 2 — проводники; 3 — прокладка; 4 — изоляция паза (корпусная)

Вопросы для самоконтроля

1. Объясните принцип действия асинхронного двигателя.
2. Почему ротор асинхронного двигателя не может вращаться с частотой вращения магнитного поля?
3. Что такое скольжение асинхронной машины?
4. В каких основных режимах может работать асинхронная машина?
5. Как устроен асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором?
6. Как устроен асинхронный двигатель с фазным ротором?



2

Обмотки асинхронных машин и создание вращающегося магнитного поля

В асинхронных машинах при прохождении по многофазной обмотке статора переменного тока создается вращающееся магнитное поле, которое индуцирует в обмотках статора и ротора переменные ЭДС. Питание обмотки статора несинусоидальным напряжением или несинусоидальное распределение индукции по окружности статора и ротора приводит к ухудшению энергетических показателей машины. Поэтому при проектировании обмоток применяют ряд мер для подавления высших гармоник МДС и ЭДС.

2.1. Общие принципы выполнения многофазных обмоток

Основные элементы обмоток. В электрических машинах переменного тока обмотки размещают в пазах, расположенных на внутренней поверхности статора и на внешней поверхности ротора. Проводники, находящиеся в пазах, соединяют между собой, при этом образуется ряд катушек (рис. 2.1, а). Расположенные в соседних пазах катушки, соединенные последовательно и относящиеся к одной фазе, образуют *катушечную группу*. В общем случае каждая фаза обмотки состоит из нескольких катушечных групп, соединенных последовательно или параллельно. Параллельное соединение применяют при больших фазных токах или при необходимости переключения отдельных катушечных групп.

Простейшим элементом обмотки является *виток* (рис. 2.1, б), состоящий из двух или нескольких параллельных проводников 1 и 2, которые размещены в пазах, находящихся друг от друга на некотором расстоянии y . Это расстояние (шаг обмотки) приблизительно равно одному *полюсному делению* τ , под которым понимают длину дуги, соответствующую одному полюсу:

$$\tau = \pi D / 2p, \quad (2.1)$$

где D — диаметр внутренней расточки статора (для обмотки статора) или диаметр ротора (для обмотки ротора); p — число пар полюсов.

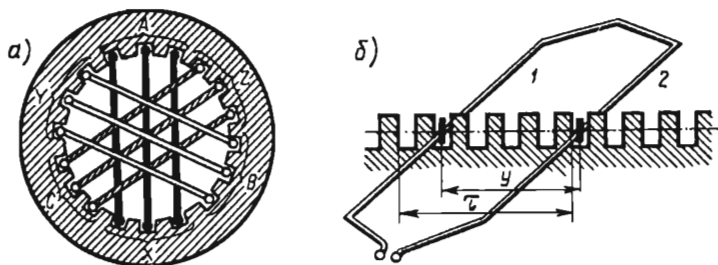


Рис. 2.1. Расположение катушек трехфазной обмотки на статоре (а) и образование витка из двух проводников (б)

Полюсное деление выражают не только в единицах длины, но и в числе пазовых делений: $\tau = z/2p$ (z — общее число пазов статора или ротора) или в электрических градусах. При этом два полюсных деления соответствуют 360 эл. град., а τ — 180 эл. град.

Когда $y = \tau$, шаг называют *диаметральным* или *полным*, при $y < \tau$ — *укороченным*, при $y > \tau$ — *удлиненным*. Часто шаг выражают в относительных единицах в виде $\beta = y/\tau$; разность $1 - y/\tau$ называют *укорочением шага*.

Обычно витки, образованные проводниками, лежащими в одних и тех же пазах, объединяют в одну или две катушки (рис. 2.2). Иногда их называют *секциями*. Их укладывают таким образом, чтобы в каждом пазу были размещены одна сторона катушки или две стороны разных катушек — одна над другой. В соответствии с этим различают одно- и двухслойные обмотки.

Расположенные в соседних пазах стороны катушек одной катушечной группы занимают q пазов и образуют фазную зону с углом $\alpha = 2\pi pq/z$.

В обмотках трехфазных машин (число фаз $m=3$) обычно на каждом полюсном делении τ располагается три катушечных группы по q пазов в каждой. При этом фазная зона занимает дугу окружности статора или ротора, равную $\pi D/2pt = \tau/m = 2\pi/6 = 60$ эл. град.; такие обмотки называют *шестизонными*. В ряде случаев применяют обмотки, в которых $3q$ пазов занимают два

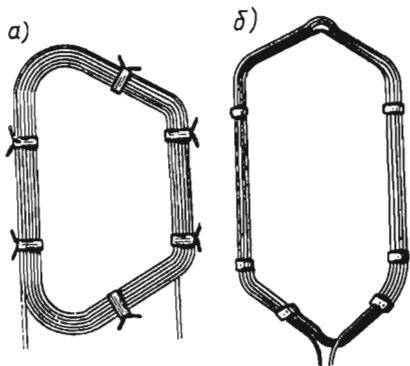


Рис. 2.2. Устройство катушек обмотки статора при однослойной (а) и двухслойной (б) обмотках

полюсных деления. Фазная зона в таких обмотках занимает $2\tau/m = 2\pi/3 = 120$ эл. град.; эти обмотки называют *трехзонными*.

Для трехфазных двигателей наивыгоднейшими являются шестизонные обмотки, так как при одинаковом числе пазов в машине эффективное число витков в фазе в такой обмотке увеличивается в 1,15 раза по сравнению с трехзонной обмоткой. С трехзонной обмоткой выполняют только однообмоточные двухскоростные двигатели и двигатели с $q=0,5$.

Однофазные обмотки выполняют с углом $\alpha = 2\pi/3$, т. е. с заполнением $2/3$ пазов, а двухфазные обмотки — с $\alpha = \pi/2$.

Для шестизонных обмоток число катушек в катушечной группе

$$\boxed{q = z/2pm.} \quad (2.2)$$

Эта величина также представляет собой число пазов, приходящихся на полюс и фазу.

В обмотке статора, представленной на рис. 2.1, а, каждая фаза (А—Х, В—У и С—Z) состоит из трех катушек, стороны которых расположены в трех смежных пазах, т. е. $q=3$. В общем случае в трехфазной обмотке на одном полюсном делении расположено $3q$ пазов. При $q=1$ под каждым полюсом расположено только по одной катушке каждой фазы. Такую обмотку называют *сосредоточенной*. Как будет показано далее, обычно $q>1$; такую обмотку называют *распределенной*.

Обмотки в большинстве случаев выполняют с целым числом пазов на полюс и фазу. При дробном q углы фазных зон только в среднем равны $2\pi/6$ или $2\pi/3$; в реальной машине часть фазных зон имеет углы α меньшие, а часть — большие этих значений.

2.2. Магнитодвижущие силы многофазных обмоток

Индукция в воздушном зазоре электрической машины переменного тока определяется распределением магнитодвижущей силы (МДС) вдоль окружности статора. Если пренебречь магнитным сопротивлением стальных участков магнитной цепи машины, то при равномерном воздушном зазоре кривая распределения индукции B_δ в воздушном зазоре, называемая кривой магнитного поля машины, имеет такой же вид, как и кривая распределения МДС.

Результирующая МДС всех фаз, расположенных на статоре или на роторе, должна создавать в воздушном зазоре машины вращающееся магнитное поле. Для этого каждая из обмоток, питающаяся от синусоидально изменяющегося напряжения, должна иметь МДС, синусоидально распределенную в пространстве, т. е. по расточке статора или окружности ротора. Несоблюдение этих условий (питание от несинусоидального напряжения или несинусоидальное распределение МДС) приводит в многофазных обмотках к появлению высших гармонических магнитного поля, вращаю-

щихся в противоположные стороны с различными частотами. Это ведет к ухудшению энергетических показателей машины.

Считаем, что обмотки получают питание от источника чисто синусоидального напряжения, и выясним, как должна быть выполнена обмотка переменного тока, чтобы распределение ее МДС было синусоидальным.

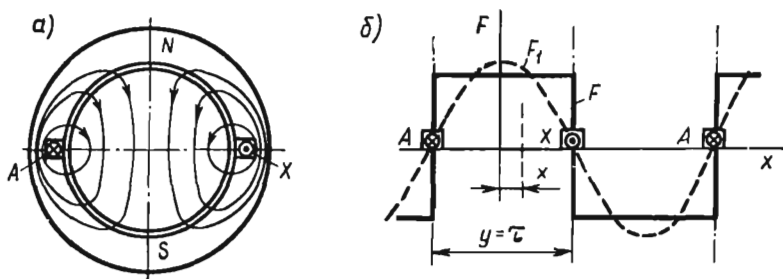


Рис. 2.3. Поперечный разрез статора двухполюсной машины с сосредоточенной обмоткой (а) и диаграмма распределения создаваемой ею МДС (б)

МДС сосредоточенной обмотки. Для установления величины и характера распределения МДС обмотки рассмотрим вначале двухполюсную машину с простейшей сосредоточенной обмоткой (рис. 2.3, а), у которой все витки, включенные в фазу А—Х, находятся в двух пазах, расположенных в диаметральной плоскости. При протекании тока от начала фазы А к ее концу Х возникает двухполюсный магнитный поток, силовые линии которого направлены, как показано на рис. 2.3, а. Каждая силовая линия этого потока сцеплена со всеми w витками катушки данной фазы. При этом создаваемая катушкой МДС $F_k = \sum i = iw$. При максимальном значении тока в катушке эта МДС имеет максимальную величину $F_{km} = I_m w = \sqrt{2} I w$. Примем, что вся указанная МДС расходуется на преодоление магнитного сопротивления воздушных зазоров, т. е. что магнитное сопротивление ферромагнитных участков магнитной цепи машины равно нулю. При этом распределение МДС вдоль окружности статора будет иметь прямоугольную форму (рис. 2.3, б). Во всех точках воздушного зазора будет действовать неизменная МДС $F = 0,5 F_k$; при переходе через середину пазов знак ее изменяется в соответствии с изменением полярности статора на данном участке.

Прямоугольное распределение МДС можно разложить в ряд Фурье и представить в виде суммы гармоник. При этом для момента времени, соответствующего максимальному току в катушке,

$$F_x = (\sqrt{2}/2) I w (4/\pi) [\cos(\pi x/\tau) + (1/3) \cos(3\pi x/\tau) + (1/5) \cos(5\pi x/\tau) + \dots + (1/n) \cos(n\pi x/\tau)], \quad (2.3)$$

где x — расстояние от оси симметрии обмотки, называемой осью фазы (см. рис. 2.3, б).

Следовательно, амплитуда первой гармоники МДС для сосредоточенной обмотки при максимальном значении тока

$$F_1 = (2\sqrt{2}/\pi) I \omega \approx 0,9 I \omega. \quad (2.4)$$

Разложение в ряд Фурье позволяет количественно оценить отклонение кривой МДС от синусоидальной формы. При сосредоточенной обмотке это отклонение очень велико, поэтому такая обмотка получила весьма ограниченное применение.

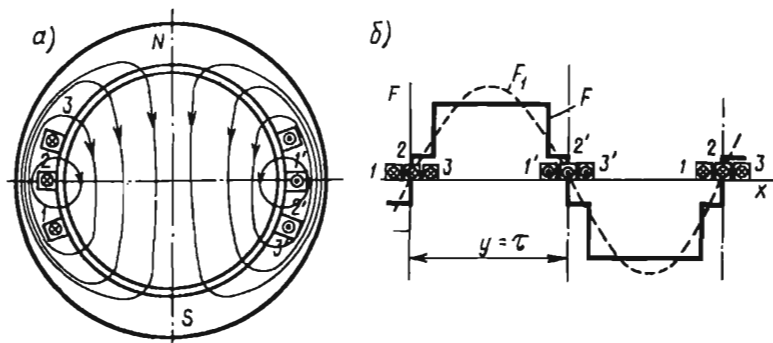


Рис. 2.4. Поперечный разрез статора двухполюсной машины с распределенной обмоткой (а) и диаграмма распределения создаваемой ею МДС (б)

МДС распределенной обмотки. Для улучшения формы кривой распределения поля обмотку каждой фазы размещают в нескольких пазах. Это улучшает и условия охлаждения обмотки.

На рис. 2.4, а показана двухполюсная машина, у которой обмотка фазы расположена в шести пазах (при $q=3$). МДС распределенной обмотки можно определить как сумму МДС трех сосредоточенных катушек с числом витков в каждой $\omega' = \omega/3$, сдвинутых в пространстве на угол $\alpha = \pi b/\tau$, где b — расстояние между осями соседних пазов. В общем виде для каждой катушечной группы $\alpha = \pi/mq$.

Форма распределения результирующей МДС получается в этом случае ступенчатой (рис. 2.4, б). При максимальном значении тока в фазе отдельные катушки создают в воздушном зазоре следующие значения МДС:

катушка, расположенная в средних пазах 2—2',

$$F_{n2x} = (0,9 I \omega/3) [\cos(\pi x/\tau) + (1/3) \cos(3\pi x/\tau) + (1/5) \cos(5\pi x/\tau) + \dots];$$

катушка, расположенная в пазах 3—3',

$$F_{n3x} = (0,9 I \omega/3) \{ \cos[\pi(x-b)/\tau] + (1/3) \cos[3\pi(x-b)/\tau] + (1/5) \cos[5\pi(x-b)/\tau] + \dots \};$$

катушка, расположенная в пазах 1—1',

$$F_{n1x} = (0,9I\omega/3) \{ \cos [\pi(x+b)/\tau] + (1/3) \cos [3\pi(x+b)/\tau] + \\ + (1/5) \cos [5\pi(x+b)/\tau] + \dots \}.$$

Аналитическое выражение для результирующего распределения МДС обмотки можно получить, суммируя МДС каждой из катушек. Наиболее удобно это сделать, изобразив векторами пространственные гармонические составляющие МДС.

Амплитудные значения первой, третьей и других гармоник результирующей МДС можно определить путем векторного сложения амплитуд соответствующих гармоник МДС F_{n1x} , F_{n2x} , F_{n3x} отдельных катушек. При этом следует учитывать, что первые гармоники этих МДС сдвинуты относительно друг друга на угол α , третьи на угол 3α и т. д. На векторной диаграмме (рис. 2.5, а) показано сложение векторов F_{n11} , F_{n21} и F_{n31} амплитудных значений первых гармоник указанных МДС, которые равны по модулю, но сдвинуты относительно друг друга на угол α . При этом амплитудное значение первой гармоники результирующей МДС $F_1 = 2R \sin (3\alpha/2)$, где R — радиус окружности, описанной вокруг векторов F_{n11} , F_{n21} , F_{n31} , определяемый из условия $2R \sin (\alpha/2) = F_{n11} = F_{n21} = F_{n31} = F_n = 0,9I\omega/3$.

Таким образом,

$$F_1 = (0,9I\omega/3) \sin (3\alpha/2) / \sin (\alpha/2), \quad (2.5)$$

или в более общем виде (заменяя число три величиной q)

$$F_1 = 0,9I\omega \sin (q\alpha/2) / [q \sin (\alpha/2)]. \quad (2.5a)$$

Сравнивая между собой (2.4) и (2.5a), можно установить, что амплитуда первой гармоники результирующей МДС при распределенной обмотке отличается от соответствующей величины при сосредоточенной обмотке только множителем

$$k_{p1} = \sin (q\alpha/2) / [q \sin (\alpha/2)], \quad (2.6)$$

называемым коэффициентом распределения обмотки для первой гармоники. Этот коэффициент равен отношению векторной суммы МДС, создаваемых катушками, расположенными во всех пазах данной фазы, к их алгебраической сумме. Если увеличить число q в пределах некоторого заданного угла $\epsilon = q\alpha$, то в идеализирован-

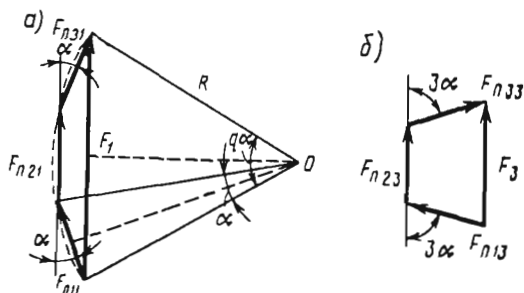


Рис. 2.5. Диаграмма сложения векторов МДС катушек статора при распределенной обмотке

ном случае при $q \rightarrow \infty$ получим равномерно распределенную обмотку. Для нее коэффициент распределения равен отношению длины хорды, соответствующей углу ε , к длине стягиваемой ее дуги:

$$k_{p1} = \sin(\varepsilon/2)/(\varepsilon/2). \quad (2.6a)$$

При векторном сложении амплитудных значений третьих гармоник МДС катушек $F_{п13}$, $F_{п23}$ и $F_{п33}$ (рис. 2.5, б) амплитуда результирующей МДС F_3 возрастает не так сильно, как МДС F_1 , т. е. для третьих гармоник отношение амплитуд результирующей МДС

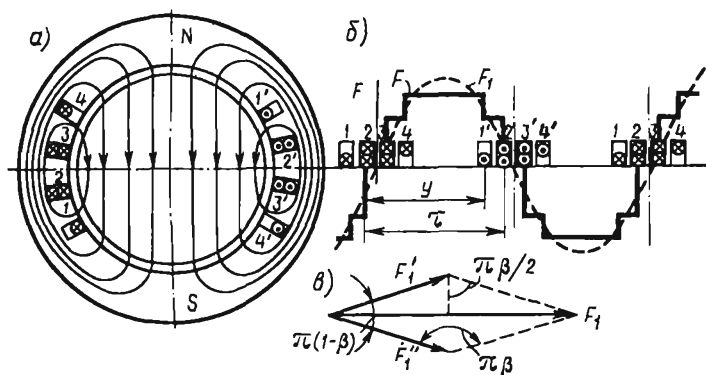


Рис. 2.6. Поперечный разрез статора двухполюсной машины с двухслойной обмоткой с укороченным шагом и диаграмма распределения ее МДС

к МДС одной катушки значительно меньше, чем для первых гармоник. Следовательно, *распределение обмотки по нескольким пазам ослабляет высшие гармоники в кривой результирующей МДС и улучшает форму поля в воздушном зазоре, приближая ее к синусоиде*. В общем случае для ν -й гармоники коэффициент распределения обмотки

$$k_{p\nu} = \sin(q\nu\alpha/2)/[q \sin(\nu\alpha/2)], \quad (2.7)$$

где $\nu\alpha$ — угол сдвига между ν -ми гармоническими составляющими МДС отдельных катушек.

МДС при укорочении шага обмотки. При распределении обмотки происходит сильное ослабление ряда высших гармоник (пятой, седьмой). Однако другие гармоники ослабляются незначительно. Поэтому часто наряду с распределением применяют укорочение шага обмотки, т. е. расстояние y между сторонами каждой катушки берут меньшим полюсного деления τ . В этом случае обмотку выполняют двухслойной, причем одна сторона каждой катушки находится в нижнем слое, а другая — в верхнем.

В качестве примера на рис. 2.6, а показано расположение двухслойной обмотки в пазах двухполюсной машины при $q=3$. Обмот-

ка каждой фазы состоит в данном случае из шести катушек. Стороны первой, второй и третьей катушек лежат в нижних слоях пазов 1, 2, 3 и в верхних слоях пазов 2', 3', 4'; стороны четвертой, пятой и шестой катушек — в верхних слоях пазов 2, 3, 4 и в нижних слоях пазов 1', 2', 3'. Распределение МДС вдоль окружности статора для этой обмотки приведено на рис. 2.6, б.

МДС F_x распределенной обмотки с укороченным шагом можно определить как сумму МДС F_x' и F_x'' двух распределенных обмоток с диаметральной шагом и числом витков $w' = w/2$, сдвинутых относительно друг друга на угол $\pi(1-\beta)$, где $\beta = y/\tau$ — относительный шаг. Одна из этих обмоток состоит из трех катушек, расположенных в нижних слоях пазов 1—1', 2—2', 3—3'; вторая обмотка — из трех катушек, расположенных в верхних слоях пазов 2—2', 3—3' и 4—4'. Амплитуда первой гармоники результирующей МДС F_1 находится путем векторного сложения амплитуд первых гармоник МДС F_1' и F_1'' указанных обмоток (рис. 2.6, в), значение которых при максимальном значении тока в фазе $F_1' = F_1'' = 0,45I\omega k_{p1}$. При этом получим

$$F_1 = 2F_1' \sin(\pi\beta/2) = 0,9I\omega k_{p1}k_{y1}, \quad (2.8)$$

где

$$k_{y1} = \sin(\pi\beta/2) \quad (2.9)$$

— коэффициент укорочения.

Для высших гармоник сдвиг по фазе между МДС указанных двух обмоток равен $\nu\pi(1-\beta)$. При этом коэффициент укорочения

$$k_{y\nu} = \sin(\nu\pi\beta/2). \quad (2.9a)$$

Так как для высших гармоник $\nu > 1$, для некоторых из них $k_{y\nu} \ll 1$. Следовательно, укорочение шага обмоток улучшает форму распределения кривой МДС. Выбирая соответствующее укорочение шага обмотки, можно полностью уничтожить одну из высших гармоник, для которой $\nu\pi(1-\beta) = \pi$.

Таким образом, распределение обмотки по нескольким пазам и укорочение ее шага способствуют приближению кривой распределения МДС, а следовательно, и распределения индукции к синусоидальной форме.

2.3. Магнитное поле электрической машины

Пульсирующее поле. При питании переменным током однофазной обмотки возникает магнитное поле, пульсирующее во времени с частотой изменения тока f_1 . В этом случае при синусоидальном распределении МДС (рис. 2.7, а) в каждой точке воздушного зазора, расположенной на расстоянии x от оси обмотки, действует МДС

$$F_x = F_0 \cos(\pi x/\tau) = F_m \sin \omega t \cos(\pi x/\tau), \quad (2.10)$$

где $F_0 = F_m \sin \omega t$ — МДС в точке, расположенной на оси обмотки.

Выражение (2.10) преобразуем к виду:

$$F_x = 0,5F_m \sin(\omega t - \pi x/\tau) + 0,5F_m \sin(\omega t + \pi x/\tau). \quad (2.11)$$

Каждый из членов правой части (2.11) представляет собой уравнение бегущей (или вращающейся) волны МДС. Следова-

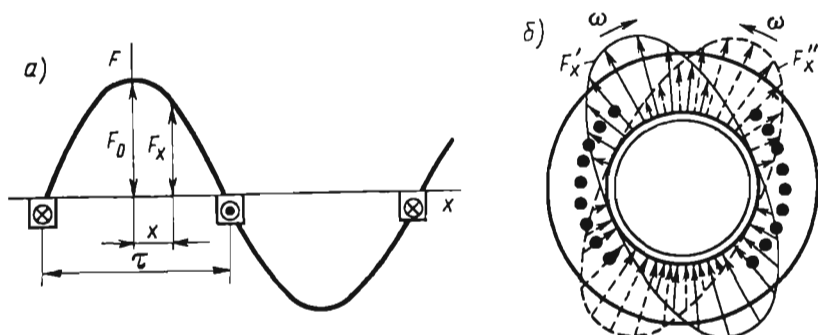


Рис. 2.7. Диаграмма распределения МДС в воздушном зазоре (а) и бегущие волны МДС при пульсирующем поле (б)

тельно, пульсирующее магнитное поле, синусоидально распределенное в пространстве, можно представить в виде суммы двух магнитных полей, вращающихся в противоположных направлениях (рис. 2.7, б). При этом бегущие волны МДС, создающие эти магнитные поля,

$$F'_x = 0,5F_m \sin(\omega t - \pi x/\tau); \quad F''_x = 0,5F_m \sin(\omega t + \pi x/\tau).$$

В каждом из этих полей максимальные значения МДС в различные моменты времени остаются неизменными. Следовательно, если каждое из этих полей представить в виде пространственного вектора МДС $\vec{F}$ (рис. 2.8, а), то конец его описывает окружность. Такое поле называют *круговым*. Угловая скорость бегущих волн МДС (рад/с) в двухполюсной машине равна угловой частоте $\omega = 2\pi f$ переменного тока фазы.

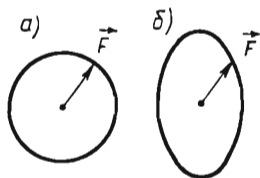


Рис. 2.8. Годографы пространственного вектора МДС

В качестве положительного направления условно примем направление вращения бегущей волны МДС по часовой стрелке. Координату точки x , в которой МДС F'_x максимальная и равна $0,5F_m$, можно получить, приняв $\sin(\omega t - \pi x/\tau) = 1$. При этом $\omega t - \pi x/\tau = \pi/2$, откуда

$$x = \tau(\omega t - \pi/2)/\pi. \quad (2.12)$$

Следовательно, при увеличении угла ωt координата точки x перемещается в положительном направлении, т. е. МДС F'_x вра-

щается по часовой стрелке, а F_x'' — против часовой стрелки. Линейная скорость перемещения бегущей волны МДС:

$$v = dx/dt = \omega\tau/\pi = 2f\tau, \quad (2.13)$$

т. е. за один период магнитное поле проходит два полюсных деления.

Частота вращения магнитного поля (об/мин)

$$n_1 = 60v/\pi D = 60f_1\tau/\pi D = 60f_1/p. \quad (2.14)$$

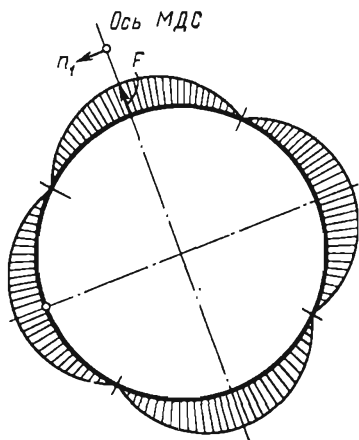


Рис. 2.9. Бегущая волна МДС в четырехполюсной машине

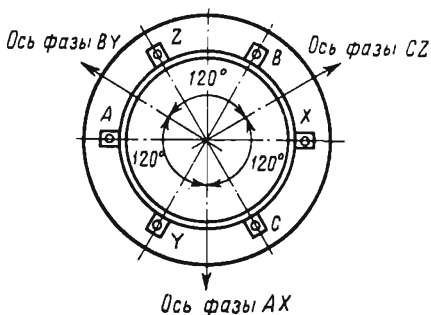


Рис. 2.10. Расположение обмоток фаз на статоре двухполюсной трехфазной машины

Следовательно, изменяя число полюсов $2p$ электрической машины, можно получить различные частоты вращения магнитного поля.

Из (2.14) следует, что в многополюсной машине за один период изменения переменного тока магнитное поле поворачивается на пространственный угол $(360/p)^\circ$, соответствующий одной паре полюсов. Поэтому при рассмотрении электромагнитных процессов в электрических машинах вводят понятие «электрические градусы», с которыми оперируют при построении векторных диаграмм, проектировании обмоток и пр. При этом 360 геометрическим градусам соответствует $360/p$ электрических градуса, т. е. электрические градусы связаны с геометрическими соотношением $\alpha_{эл} = p\alpha_{геом}$.

На рис. 2.9 показано в качестве примера изображение вращающегося магнитного поля четырехполюсной машины.

Магнитное поле трехфазной машины. В трехфазной машине магнитное поле образуется с помощью трех обмоток А—Х, В—У

и $C-Z$, оси которых сдвинуты в пространстве на угол $2\pi/3$ (рис. 2.10).

При питании этих обмоток симметричным трехфазным током получим круговое вращающееся магнитное поле. На рис. 2.10 фазы обмотки для простоты показаны сосредоточенными, но распределение МДС, образуемое каждой фазой, следует считать синусоидальным.

Ввиду того что в рассматриваемой обмотке фазы $A-X$, $B-Y$ и $C-Z$ смещены в пространстве на $(2/3)\tau$, а токи в них сдвинуты во времени на угол $(2/3)\pi$, получим следующее выражение для составляющих МДС в точке x от каждой из фаз:

$$F_{xA} = F_m \sin \omega t \cos(\pi x/\tau) = 0,5 F_m \sin(\omega t - \pi x/\tau) + \\ + 0,5 F_m \sin(\omega t + \pi x/\tau);$$

$$F_{xB} = F_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \cos(\pi x/\tau - 2\pi/3) = 0,5 F_m \sin(\omega t - \pi x/\tau) + \\ + 0,5 F_m \sin(\omega t + \pi x/\tau - 4\pi/3);$$

$$F_{xC} = F_m \sin(\omega t - 4\pi/3) \cos(\pi x/\tau - 4\pi/3) = \\ = 0,5 F_m \sin(\omega t - \pi x/\tau) + 0,5 F_m \sin(\omega t + \pi x/\tau + 4\pi/3).$$

Результирующую МДС в точке x можно получить путем сложения ее составляющих F_{xA} , F_{xB} и F_{xC} . При этом обратно вращающиеся волны МДС исчезают, а результирующая МДС

$$F_{x\text{рез}} = 1,5 F_m \sin(\omega t - \pi x/\tau). \quad (2.15)$$

Трехфазные машины, как правило, работают при круговом вращающемся поле.

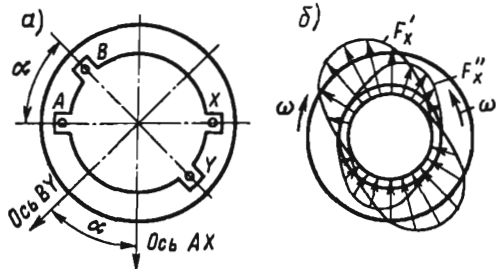


Рис. 2.11. Расположение обмоток фаз на статоре несимметричной двухфазной машины (а) и вращающиеся магнитные поля при несимметричном их питании (б)

Магнитное поле двухфазной машины. В двухфазной машине на статоре расположены две фазные обмотки (фазы) AX и BY , оси которых в общем случае смещены в пространстве на некоторый угол α (рис. 2.11, а). Токи, протекающие по этим фазам, и соответствующие векторы МДС F_{xA} и F_{xB} сдвинуты по времени на некоторый

угол β . Фазы AX и BY создают пульсирующие магнитные поля, синусоидально распределенные в пространстве. МДС этих фаз, действующие в любой точке x воздушного зазора, запишем в виде:

$$F_{xA} = F_{mA} \sin \omega t \cos(\pi x/\tau); \quad F_{xB} = F_{mB} \sin(\omega t + \beta) \cos(\pi x/\tau + \alpha). \quad (2.16)$$

МДС фаз $AХ$ и $ВУ$ аналогично (2.11) можно представить в виде суммы двух бегущих волн МДС противоположных направлений:

$$F_{xA} = 0,5F_{mA} \sin(\omega t - \pi x/\tau) + 0,5F_{mA} \sin(\omega t + \pi x/\tau);$$

$$F_{xB} = 0,5F_{mB} \sin(\omega t + \beta - \pi x/\tau \pm \alpha) + 0,5F_{mB} \sin(\omega t + \beta + \pi x/\tau \mp \alpha).$$

Результирующее магнитное поле, создаваемое совместным действием двух обмоток, можно получить путем сложения составляющих МДС F'_{xA} и F'_{xB} , вращающихся по часовой стрелке (образующих прямое поле), а также МДС F''_{xA} и F''_{xB} , вращающихся против часовой стрелки (образующих обратное поле). При этом

$$F'_{xA} = 0,5F_{mA} \sin(\omega t - \pi x/\tau) \text{ и } F'_{xB} = 0,5F_{mB} \sin(\omega t + \beta - \pi x/\tau \pm \alpha),$$

а также

$$F''_{xA} = 0,5F_{mA} \sin(\omega t + \pi x/\tau) \text{ и } F''_{xB} = 0,5F_{mB} \sin(\omega t + \beta + \pi x/\tau \mp \alpha).$$

Суммарные МДС полей, вращающихся в противоположные стороны, т. е. $F_x' = F'_{xA} + F'_{xB}$ и $F_x'' = F''_{xA} + F''_{xB}$, не равны по модулю (рис. 2.11, б), поэтому результирующее поле машины будет не пульсирующим, а вращающимся. В этом поле максимальное значение результирующей МДС в различные моменты времени не постоянно, как при круговом поле, и его называют *эллиптическим*, так как в нем пространственный вектор результирующей МДС $\vec{F}_{рез}$ описывает эллипс (см. рис. 2.8, б).

В двухфазной машине можно также получить и круговое вращающееся поле, при этом одна из составляющих МДС F_x' или F_x'' должна отсутствовать. Условия получения кругового поля в такой машине сводятся к взаимной компенсации одной из пар МДС F_{xA}' и F_{xB}' или F_{xA}'' и F_{xB}'' . Последнее имеет место, когда указанные МДС равны по амплитуде, но противоположны по фазе, т. е. когда $\alpha \pm \beta = \pi$.

Оптимальным для двухфазной машины является случай, когда ее фазы смещены в пространстве на угол $\pi/2$ (рис. 2.12, а), а токи фаз сдвинуты во времени также на угол $\pi/2$ (рис. 2.12, б), т. е. $\alpha = \beta = \pi/2$. При этом составляющие МДС, например F'_{xA} и F'_{xB} , взаимно компенсируются, а составляющие F''_{xA} и F''_{xB} складываются алгебраически.

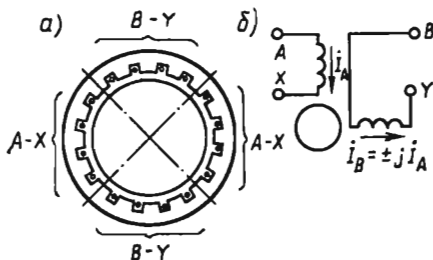


Рис. 2.12. Расположение обмоток статора в симметричной двухфазной двухполюсной машине

При этом уравнение бегущей волны принимает вид

$$F_{x_{\text{рез}}} = F_m \sin(\omega t - (\pi x)/\tau). \quad (2.17)$$

В такой машине можно получить минимальные значения токов фаз, необходимые для создания в воздушном зазоре заданной индукции.

Общий случай кругового вращающегося поля. В общем случае, когда по симметричной m -фазной обмотке (фазы которой сдвинуты в пространстве на угол $\alpha = 2\pi/m$) протекают переменные токи, сдвинутые во времени на угол $2\pi/m$, уравнение бегущей волны МДС имеет вид (2.17).

В принципе несимметричная m -фазная обмотка также может создать круговое вращающееся поле, если на ее фазы подать определенным образом подобранную m -фазную несимметричную систему токов. Однако на практике фазы многофазных обмоток обычно располагают симметрично, чтобы получить круговое поле при минимальных токах в фазах и электрических потерях в них.

Это поле обладает следующими характерными свойствами:

максимумы результирующих волн МДС и индукции всегда совпадают с осью той фазы, в которой ток имеет максимум. Это положение легко проверить, задаваясь величиной ωt , соответствующей максимуму тока в фазе, и определяя по (2.12) координату точки x , в которой МДС $F_{\text{рез}}$ максимальна;

магнитное поле перемещается в сторону оси той фазы, в которой ожидается ближайший максимум тока. Это свойство непосредственно следует из предыдущего;

для изменения направления вращения поля необходимо изменить порядок чередования тока в фазах. В трехфазных машинах для этой цели следует поменять провода, подводящие ток из трехфазной сети к двум любым фазам обмотки; в двухфазных машинах — переключить провода, присоединяющие одну из двух фаз к сети.

Частота вращения магнитного поля (об/мин)

$$n_1 = 60 f_1 / p, \quad (2.18)$$

следовательно, ее можно регулировать, выбирая соответствующее число полюсов машины $2p$ либо частоту изменения тока f_1 в обмотках, создающих это поле. При заданной частоте тока f_1 максимальная частота вращения имеет место при минимальном числе полюсов, т. е. при $2p = 2$. При частоте 50 Гц и $2p = 2$ имеем $n_1 = 3000$ об/мин; при $2p = 4$ — $n_1 = 1500$ об/мин; при $2p = 6$ — $n_1 = 1000$ об/мин, при $2p = 8$ — $n_1 = 750$ об/мин и т. д. Если требуется увеличить n_1 , то применяют повышенную частоту тока: 400, 500, 1000 и 2000 Гц.

Разложение эллиптического поля на два круговых. Для удобства анализа явлений в машине эллиптическое поле разлагают на два круговых: поле прямой последовательности, вращающееся в ту же сторону, что и результирующее поле, и поле обратной последовательности (обратное поле), вращающееся в противоположную сторону.

Допустим, что в двухфазной машине с обмотками, сдвинутыми на угол 90° (рис. 2.12, а, б), МДС F_B фазы ВУ опережает МДС F_A фазы АХ на какой-то угол $\beta \neq \pi$, т. е.

$$F_A = F_{m1} \sin \omega t; F_B = F_{m2} \sin (\omega t + \beta), \quad (2.19)$$

причем в общем случае $F_{m1} \neq F_{m2}$. Представим каждый из векторов МДС F_A и F_B в виде суммы двух векторов прямой и обратной последовательностей:

$$F_A = F_{A\text{пр}} + F_{A\text{обр}}; F_B = F_{B\text{пр}} + F_{B\text{обр}}. \quad (2.20)$$

Здесь $F_{A\text{пр}} = -jF_{B\text{пр}}$, $F_{A\text{обр}} = jF_{B\text{обр}}$. Векторы $F_{A\text{пр}}$ и $F_{B\text{пр}}$ образуют систему МДС прямой последовательности, причем вектор $F_{B\text{пр}}$ опережает вектор $F_{A\text{пр}}$ на угол $\pi/2$. Векторы $F_{A\text{обр}}$ и $F_{B\text{обр}}$ образуют систему МДС обратной последовательности, причем вектор $F_{B\text{обр}}$ отстает от вектора $F_{A\text{обр}}$ на угол $\pi/2$. В соответствии с порядком чередования максимумов МДС в фазах результирующее круговое магнитное поле прямой последовательности вращается в сторону, противоположную полю обратной последовательности. Величины векторов МДС прямой и обратной последовательностей определяются из уравнений (2.20), в которых значения $F_{A\text{пр}}$ и $F_{A\text{обр}}$ заменены на $-jF_{B\text{пр}}$ и $F_{B\text{обр}}$.

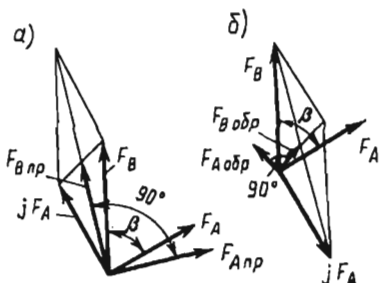


Рис. 2.13. Разложение векторов МДС, создаваемых двухфазной обмоткой при несимметричном ее питании, на систему векторов прямой (а) и обратной (б) последовательностей

Выполнив несложные операции, определим:

$$F_{A\text{пр}} = 0,5(F_A - jF_B); F_{A\text{обр}} = 0,5(F_A + jF_B); \quad (2.21)$$

$$F_{B\text{пр}} = 0,5(F_B + jF_A); F_{B\text{обр}} = 0,5(F_B - jF_A). \quad (2.22)$$

На рис. 2.13 показано графическое разложение векторов F_A и F_B на систему векторов прямой и обратной последовательностей в соответствии с формулами (2.20) ... (2.22). Так как

$$F_{A\text{пр}} = F_{B\text{пр}} = F_{\text{пр}} \text{ и } F_{A\text{обр}} = F_{B\text{обр}} = F_{\text{обр}}, \quad (2.23)$$

то уравнения бегущей волны для прямого и обратного круговых полей имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} F_{xnp} &= F_{np} \sin(\omega t - \pi x/\tau); \\ F_{xобp} &= F_{обp} \sin(\omega t + \pi x/\tau). \end{aligned} \right\} \quad (2.24)$$

Таким образом, метод симметричных составляющих позволяет привести сравнительно сложное эллиптическое поле к двум простейшим круговым полям, вращающимся в противоположные стороны.

При несимметричном питании трехфазных машин МДС определяется таким же методом, как и в двухфазных машинах. В этом случае фазные напряжения следует разлагать на три составляющие (прямой, обратной и нулевой последовательностей), из которых вращающиеся магнитные поля создают только первые две составляющие.

2.4. ЭДС, индуцируемые в обмотках

Допустим, что в электрической машине с сосредоточенной обмоткой индукция в воздушном зазоре, создаваемая всеми фазами, имеет синусоидальную форму. Если в некоторый момент времени ток в фазе AX (рис. 2.14, а) имеет максимум, то максимум кривой результирующей индукции $B_{рез}$ совпадает с осью фазы. При этом с фазной обмоткой AX сцеплен максимальный магнитный поток Φ_m . Через половину периода волна результирующей индукции переместится на одно полюсное деление (см. пунктирную линию) и с обмоткой будет сцеплен поток $-\Phi_m$. Среднее значение ЭДС за полупериод

$$E_{cp} = \omega_\phi (\Delta\Phi/\Delta t) = \omega_\phi [\Phi_m - (-\Phi_m)]/0,5T = 4\omega_\phi \Phi_m/T = 4f_1\omega_\phi \Phi_m,$$

где ω_ϕ — число витков в фазе.

Действующее значение ЭДС $E = k_\phi E_{cp} = 4,44f_1\omega_\phi \Phi_m$, где $k_\phi = 1,11$ — коэффициент формы кривой для синусоиды.

Если обмотка распределена и находится в нескольких пазах (что обычно имеет место), то ЭДС в отдельных катушках сдвинуты по фазе и их нужно складывать векторно. Легко заметить, что векторное сложение ЭДС (рис. 2.14, б) осуществляется так же, как и векторное сложение МДС (см. рис. 2.6). Следовательно, результирующая ЭДС распределенной обмотки

$$E = 4,44f_1\omega_\phi k_p \Phi_m.$$

Укорочение шага обмотки влияет на ЭДС таким же образом, как и на МДС: ЭДС, индуцируемые в двух сторонах витка, оказываются сдвинутыми друг от друга по фазе на угол $\lambda\phi$. При этом результирующая ЭДС распределенной обмотки при укорочении шага

$$E = 4,44f_1\omega_\phi k_p k_y \Phi_m.$$

В некоторых машинах применяют скос пазов на роторе или статоре на угол γ . Скос пазов эквивалентен равномерному распределению обмотки по дуге, соответствующей углу γ . Поэтому, полагая в (2.6, а) $\varepsilon = \gamma$, получим коэффициент скоса пазов для первой и высших гармоник ЭДС $k_{c1} \sin (\gamma/2) / (\gamma/2)$ и $k_{c\nu} = \sin (\nu\gamma/2) / (\nu\gamma/2)$.

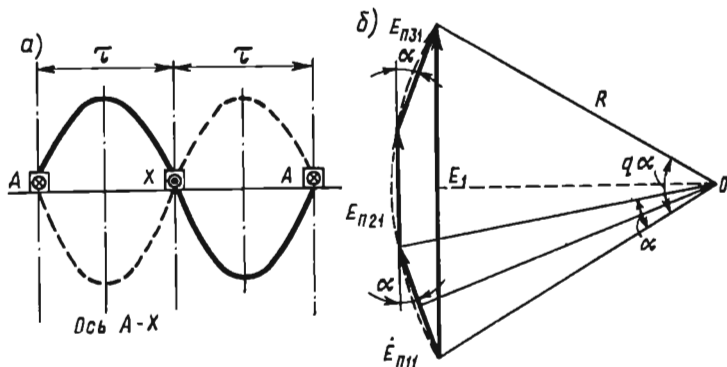


Рис. 2.14. Распределение вдоль окружности статора многофазной машины волны результирующей индукции (а) и диаграмма сложения векторов ЭДС, индуцированных в катушках распределенной обмотки статора (б)

Таким образом, общая формула для ЭДС при распределении обмотки по нескольким пазам, укорочении ее шага и скосе пазов

$$E = 4,44 f_1 \omega_{\phi} k_p k_y k_c \Phi_m. \quad (2.25)$$

Произведение коэффициентов распределения, укорочения шага и скоса пазов называют *обмоточным коэффициентом*

$$k_{о6} = k_p k_y k_c. \quad (2.26)$$

Обмоточный коэффициент показывает, насколько уменьшается ЭДС обмотки переменного тока вследствие ее распределения по нескольким пазам, укорочения шага и скоса пазов по сравнению с сосредоточенной обмоткой. При этом общая формула для ЭДС, индуцируемой в обмотке машины переменного тока, принимает вид

$$E = 4,44 f_1 \omega_{\phi} k_{о6} \Phi_m. \quad (2.27)$$

Обычно для первой гармоники ЭДС величина $k_{о6} = 0,9 \dots 0,95$. Таким образом, из-за распределения, укорочения шага обмотки и скоса пазов происходит некоторое уменьшение первой гармоники ЭДС. Однако высшие гармоники ЭДС уменьшаются еще в большей мере. Поэтому даже при не вполне синусоидальном магнитном потоке можно получить практически синусоидальную ЭДС.

В качестве примера в табл. 2.1 приведены значения коэффициентов распределения k_p , укорочения шага k_y и обмоточного коэффициента $k_{об}$, вычисленные для обмотки, имеющей $q=3$; $\alpha=20^\circ$; $y/\tau=7/9$.

Из табл. 2.1 следует, что для рассматриваемой обмотки амплитудные значения высших гармоник ЭДС весьма малы по сравнению с первой гармоникой. Их отношения для пятой, седьмой и девятой гармоник составляют:

$$E_5/E_1=(1/5)(k_{об5}/k_{об1})=0,0084;$$

$$E_7/E_1=(1/7)(k_{об7}/k_{об1})=0,025;$$

$$E_9/E_1=(1/9)(k_{об9}/k_{об1})=0,041.$$

Приближению кривой ЭДС к синусоидальной форме способствует также и то обстоятельство, что в трехфазных электрических машинах третьи и кратные им гармоники ЭДС, индуцированные

Таблица 2.1

Коэффици- циенты	Номер гармоники					
	1	3	5	7	9	11
k_p	0,960	0,667	0,217	-0,177	-0,333	-0,177
k_y	0,940	0,500	-0,174	-0,766	-1,00	-0,766
$k_{об}$	0,902	0,333	-0,038	0,135	0,333	0,135

Продолжение табл. 2.1

Коэффици- циенты	Номер гармоники				
	13	15	17	19	21
k_p	0,217	0,667	0,960	0,960	0,667
k_y	-0,174	0,500	0,940	0,940	0,500
$k_{об}$	-0,038	0,333	0,902	0,902	0,333

во всех трех фазах совпадают по фазе. При соединении обмотки статора по схеме Y эти гармоники во всех фазах имеют одинаковое направление и взаимно компенсируются. При соединении обмотки статора по схеме Δ ЭДС третьих и кратных им гармоник, суммируясь, создают в замкнутом контуре токи соответствующей частоты, которые не выходят во внешнюю сеть. Однако во избежание излишнего нагрева и увеличения потерь мощности, создаваемых этими токами, соединение трехфазных обмоток в машинах большой и средней мощности по схеме Δ стараются не применять.

Таким образом, при конструировании обмоток в большинстве случаев необходимо принимать меры для уменьшения пятой и

седьмой гармоник, которые оказывают наиболее сильное влияние; это достигается путем укорочения шага. При укорочении шага на $\frac{1}{5}$ полюсного деления ($y/\tau=4/5=0,8$) исчезает пятая гармоника в кривой ЭДС; при укорочении шага на $\frac{1}{7}$ полюсного деления ($y/\tau=6/7=0,856$) исчезает седьмая гармоника. Обычно укорочение шага выбирают в пределах между $\frac{1}{5}$ и $\frac{1}{7}$ полюсного деления, что обеспечивает значительное уменьшение пятой и седьмой гармоник. В некоторых одно- и двухфазных микромашинах и машинах малой мощности для уменьшения третьих гармоник ЭДС иногда применяют укорочение шага на $\frac{1}{3}$ полюсного деления.

2.5. Схемы обмоток электрических машин переменного тока

Виды статорных обмоток. Статорные обмотки асинхронных двигателей выполняют петлевыми. По конструкции катушек обмотки подразделяются на насыпные обмотки с мягкими катушками и обмотки с жесткими катушками или полукатушками. Мягкие катушки изготовляют из круглого изолированного провода. Для придания требуемой формы их предварительно наматывают на шаблоны, а затем укладывают в изолированные пазы (см. рис. 1.5), междуфазовые изоляционные прокладки устанавливают в процессе укладки обмотки. Затем катушки укрепляют в пазах, с помощью клиньев или крышек им придают окончательную форму (формируют лобовые части), осуществляют бандажирование обмотки и ее пропитку. Весь процесс изготовления насыпных обмоток может быть полностью механизирован. Жесткие катушки (полукатушки) изготовляют из прямоугольного изолированного провода. Окончательную форму им придают до укладки в пазы; одновременно на них накладывают корпусную и межфазовую изоляцию. Затем катушки укладывают в предварительно изолированные открытые или полуоткрытые пазы (см. рис. 1.4, а, б), укрепляют и подвергают пропитке.

Насыпные обмотки по сравнению с обмотками с жесткими катушками имеют ряд преимуществ:

- возможность полной механизации всего процесса изготовления обмотки;

- упрощение технологии изготовления машины: намотку катушечных групп, а в ряде случаев и фаз обмотки, выполняют без разрыва провода, что уменьшает число паяк; укладку обмотки в пазы сердечника производят вне корпуса машины, что облегчает и удешевляет процесс обмотки и пропитки;

- уменьшение длины и вылета лобовых частей, что приводит к сокращению длины активной части машины и потерь энергии в обмотке;

- применение в машине пазов трапецеидальной формы с уменьшенной шириной его шлица, что обеспечивает улучшение использования зубцовой зоны, уменьшения магнитного сопротивления

воздушного зазора, пульсаций магнитного потока в нем и, как следствие, снижение величины намагничивающего тока и добавочных потерь.

Достоинствами обмоток с жесткими катушками являются:

улучшение заполнения паза из-за применения проводов прямоугольного сечения;

повышение надежности обмотки из-за снижения вероятности появления производственных дефектов, так как в пазы укладываются готовые изолированные и проверенные катушки, которые подвергаются меньшим деформациям.

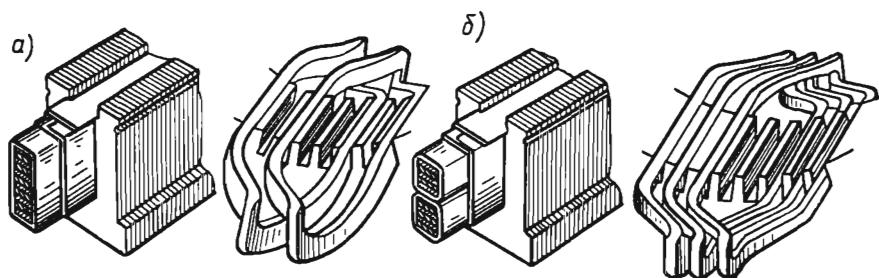


Рис. 2.15. Расположение катушек в пазах при однослойной (а) и двухслойной (б) обмотках

По этим причинам выпящие обмотки получили широкое распространение для асинхронных двигателей на напряжение до 1000 В и мощностью до 100 кВт. В двигателях мощностью свыше 100 кВт применение выпящих обмоток из круглого провода встречает значительные технологические трудности. Обмотки таких двигателей изготовляют в основном из жестких катушек, выполненных из прямоугольного провода. Прямоугольные провода выпускаются электропромышленностью только выше некоторого минимального сечения, поэтому применение их в машинах малой и даже средней мощности не представляется возможным.

По расположению катушек в пазах и размещению их лобовых частей различают *однослойные* (рис. 2.15, а), *двухслойные* (рис. 2.15, б), *одно-двухслойные* обмотки.

Однослойные обмотки наиболее пригодны для механизированной укладки. В этом случае обмотка должна быть концентрической (лобовые части ее катушек должны охватывать друг друга) и укладываться в пазы статора обеими сторонами катушки одновременно. Однако их применение приводит к увеличенному расходу обмоточного провода из-за значительной длины и вылета лобовых частей. Кроме того, в таких обмотках не представляется возможным выполнить укорочение шага, что приводит к ухудшению формы магнитного поля в воздушном зазоре, увеличению добавочных потерь, возникновению провалов в механической характери-

стике и повышению шума. Однако из-за своей простоты и дешевизны такие обмотки широко применяют в асинхронных двигателях небольшой мощности до 10 ... 15 кВт.

Двухслойные обмотки позволяют выполнить укорочение шага обмотки на любое количество зубцовых делений, благодаря чему улучшается форма магнитного поля, создаваемого обмоткой, и подавляются высшие гармоники в кривой ЭДС. Кроме того, при двухслойных обмотках получается более простая форма лобовых соединений, что упрощает изготовление обмотки. Такие обмотки применяют для двигателей мощностью свыше 100 кВт с жесткими катушками, которые укладывают вручную.

Одно-двухслойные концентрические обмотки сочетают в себе преимущества однослойных — возможность механизированной укладки и двухслойных — применение укороченного шага. Однако они более трудоемки, чем однослойные, и поэтому их нецелесообразно применять для машин малой мощности, выпускаемых массовыми сериями. Такие обмотки используют в машинах мощностью 15 ... 100 кВт при $q \leq 6$.

Для асинхронных двигателей с $q > 6$ применение концентрических одно-двухслойных обмоток нецелесообразно из-за значительной длины вылета лобовых частей, который приводит к увеличению общих размеров машины. В таких двигателях применяют двухслойную концентрическую обмотку, предназначенную для механизированной укладки. Эта обмотка может быть выполнена «вразвалку» — с разделением каждой катушечной группы на две концентрические подгруппы, что существенно уменьшает длину вылета лобовых частей.

В двигателях с одно-двухслойной обмоткой шаг обмотки для каждого значения q определяется самой структурой обмотки. При двухслойных обмотках обычно $y \approx 0,8\tau$.

В двухполюсных машинах при значениях $q > 5$ шаг обмотки из технологических соображений принимают $y \approx 0,66\tau$.

В трехфазных электрических машинах обмотки выполняют в большинстве случаев симметричными, чтобы индуцируемые в фазах ЭДС были равны и сдвинуты друг от друга на угол $2\pi/3$. Для этого каждая фаза должна иметь одинаковое число витков и каждой катушке одной фазы должны соответствовать в двух других фазах такие же катушки, смещенные в пространстве на углы $\beta_{12} = (2\pi/3) \times (3k_1 + 1)$ и $\beta_{13} = (2\pi/3) \times (3k_2 + 2)$, где k_1 и k_2 — целые числа или нуль.

Такое размещение катушек возможно, когда q равно целому числу, а при дробном q — только при соблюдении особых правил образования симметричных дробных обмоток.

Несимметричность обмоток приводит к ухудшению свойств электрических машин. Поэтому несимметричные обмотки с дробным q применяют только в случаях, когда это выгодно с технологической точки зрения, например в асинхронных двигателях для унификации листов статора при производстве машин с различным

числом полюсов. Допустимость применения несимметричных обмоток можно установить путем разложения кривой МДС в гармонический ряд и разложения диаграммы векторов ЭДС на прямую, обратную и нулевую последовательности методом симметричных составляющих.

Для двухслойных и одно-двухслойных обмоток, укладываемых механизированным способом, дополнительным условием симметрии является равенство числа катушек, лежащих в верхнем и нижнем слоях каждой фазы. Несоблюдение этого условия приводит к разному индуктивному сопротивлению фаз, т. е. к несимметрии токов по фазам при соединении их по схеме Y или появлению уравнительных токов между фазами при соединении по схеме Δ , вызывающее дополнительный нагрев обмоток.

Изображение схем обмоток. На схеме обмотки изображают условно расположение сторон катушек в пазах, соединения между собой катушек и катушечных групп и соединения обмоток фаз. Схемой руководствуются при укладке катушек, монтаже соединений и выводных концов. Схему обмотки используют также для проверки ее симметричности, построения кривой МДС, звезды пазовых ЭДС и определения обмоточных коэффициентов для первой и высшей гармоник.

Чаще всего используют развернутые схемы обмоток. В этих схемах для наглядного изображения обмотки поверхность статора или ротора вместе с пазами и обмоткой развертывают в плоскость и все соединения изображают в виде прямых линий на плоскости чертежа. Стороны уложенных в пазы катушек при однослойных обмотках изображают сплошными прямыми линиями, а при двухслойных — двумя рядом расположенными линиями: сплошной — для стороны, уложенной в верхнюю часть пазы, и штриховой — для стороны, уложенной на дно пазы. Соответственно изображают лобовые части и соединения катушек и катушечных групп между собой. Стрелки на элементах обмотки показывают направление ЭДС и токов в определенный момент времени. Начала и концы фаз обозначают соответственно C_1, C_2, C_3 и C_4, C_5, C_6^* .

Однослойные обмотки. При выполнении обмотки необходимо предусматривать возможность установки ротора внутрь статора. Поэтому лобовые части, посредством которых соединяются между собой активные проводники, лежащие в пазах, должны быть отогнуты к сердечнику статора. В зависимости от способа выполнения лобовых соединений однослойные обмотки могут иметь различную конструкцию. Чаще всего используются шаблонные и концентрические обмотки.

Рассмотрим принцип построения трехфазной однослойной обмотки на примере четырехполюсной машины ($2p=4$) с минимальным числом пазов на полюс и фазу $q=2$ (сосредоточенные

* В рассматриваемых ниже схемах обмоток с методической точки зрения для начал и концов фаз приняты обозначения A, B, C и X, Y, Z .

обмотки с $q=1$ не применяются). В этом случае проводники, принадлежащие к одной фазе, размещают под парой полюсов в четырех пазах (рис. 2.16, а). Одна фаза займет в машине восемь пазов: $2pq=4 \cdot 2=8$; число пазов во всей машине $z=2pqt=24$. На рис. 2.16, а указано также мгновенное направление ЭДС, индуцированных в проводниках различных фаз для момента времени, соответствующего максимальному значению тока I_A в фазе $A-X$ (рис. 2.16, б). На рис. 2.17 приведена схема соединения указанных проводников при выполнении шаблонной или равнокатушечной обмотки, называемой так потому, что она изготавливается из заранее намотанных по шаблону катушек одинаковой формы (см. рис. 2.2, а), обычно трапециевидных, которые в процессе намотки закладываются в пазы и соединяются между собой соответствующим образом.

При выполнении обмотки проводники, лежащие в различных пазах, должны соединяться между собой в витки и катушки так, чтобы индуцированные в них ЭДС складывались. Так, например, в обмотке, приведенной на рис. 2.16, а, фаза $A-X$ состоит из четырех катушек, образованных проводниками, размещенными в пазах 1—8, 2—7, 13—20 и 14—19. Соответственно фаза $B-Y$ — из четырех катушек, образованных проводниками, лежащими в пазах 5—11, 6—11, 17—24 и 18—23, а фаза $C-Z$ — из четырех катушек, образованных проводниками, лежащими в пазах 9—16, 10—15, 21—4 и 22—3.

Все катушки, принадлежащие к одной фазе и паре полюсов, называются *катушечной группой*. В обмотке, показанной на рис. 2.17, а, каждая катушечная группа состоит из двух катушек. Лобовые части катушек шаблонной обмотки при выходе из пазов отгибаются, как показано на рис. 2.17, б.

Шаблонные обмотки, так же как и обмотки других типов, часто выполняют «вразвалку». При намотке «вразвалку» катушечную группу разбивают на две подгруппы (рис. 2.18, а), лобовые части которых отгибают в разные стороны, т. е. катушечную группу как бы разваливают надвое. Выполнение обмотки «вразвалку» позволяет уменьшить вдвое число катушек в подгруппе, что дает возможность несколько уменьшить размеры лобовых частей обмотки. Такие обмотки обычно используют при значениях $q \geq 4$.

Шаблонные обмотки «вразвалку» могут быть выполнены с концентрическими катушками (рис. 2.18, б). Эти обмотки имеют меньшее количество «перекрещиваний», что обеспечивает более плотную укладку их катушек.

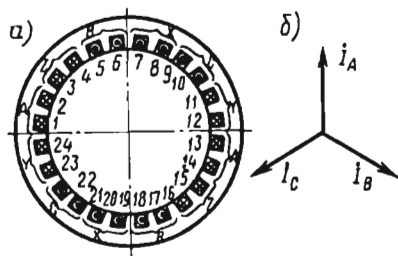


Рис. 2.16. Расположение катушек на статоре трехфазной машины с однослойной обмоткой (а) и векторная диаграмма (б) фазных токов

Другой разновидностью шаблонных обмоток являются цепные. Такие обмотки выполняют «вразвалку», но у них короткие и длинные стороны катушек чередуются, т. е. развалка осуществляется не по полугруппам, а по катушкам. Цепные обмотки могут быть выполнены с укороченным шагом.

На рис. 2.19, а, б показаны схемы концентрической обмотки для той же машины, что и схема рис. 2.17, а. Здесь катушки имеют разную величину и форму. Однако в последовательную цепь включены те же самые проводники и в электрическом отношении свойства обеих обмоток одинаковы.

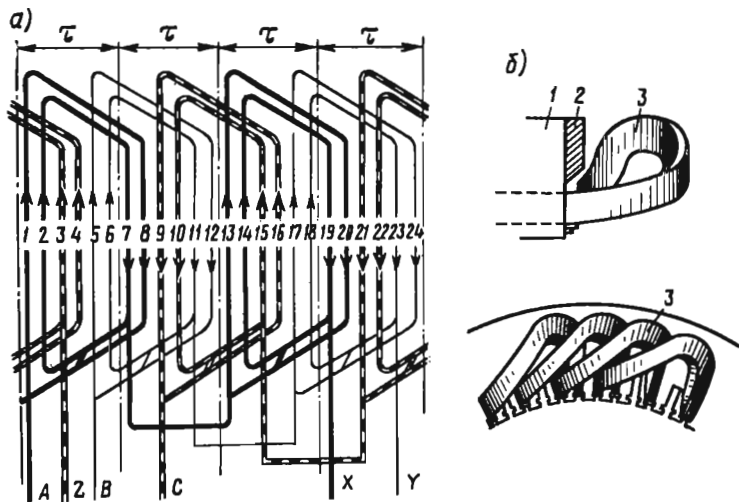


Рис. 2.17. Схема шаблонной обмотки (а) при $2p=4$, $q=2$ и $z=24$ и устройство ее лобовых частей (б):

1 — сердечник статора, 2 — нажимная шайба, 3 — катушки

Несмотря на то что при концентрической обмотке одни катушки короче, а другие длиннее, шаг обмотки и в этом случае равен полюсному делению, как и при шаблонной обмотке. Концентрическая обмотка получила свое название потому, что катушки, принадлежащие к одной катушечной группе, располагаются концентрично одна поверх другой (рис. 2.19, в), что дает возможность осуществить их механизированную укладку. Но так как катушки различных катушечных групп пересекают друг друга, их лобовые части необходимо располагать в двух или трех плоскостях (ярусах).

Двухслойные обмотки. Машины общего применения обычно имеют двухслойные обмотки с шагом $y=(0,8 \dots 0,856)\tau$, т. е. подавляются пятая, седьмая и кратные им гармоники.

На рис. 2.20, а показано расположение проводников в пазах статора четырехполюсной машины с двухслойной обмоткой при тех же параметрах обмотки ($2p=4$, $q=2$; $z=24$), что и в машине

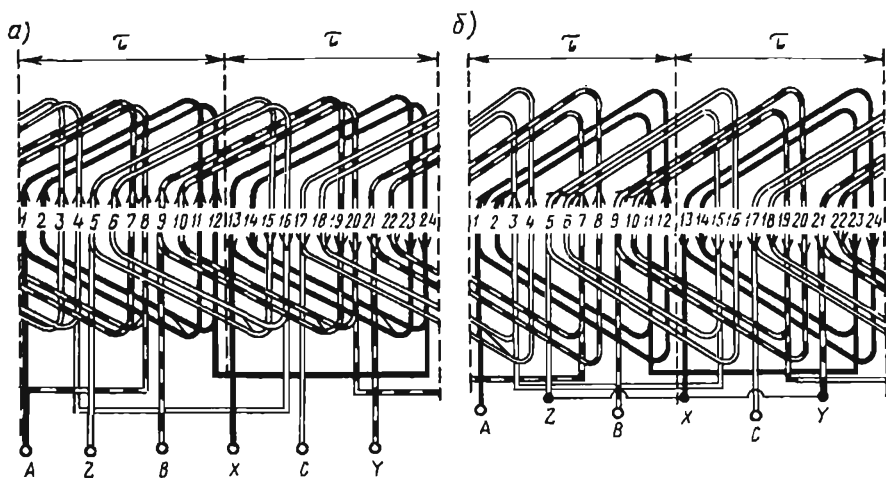


Рис. 2.18. Схемы шаблонных обмоток, выполненных «вразвалку», при $2p=2$, $q=4$ и $z=24$

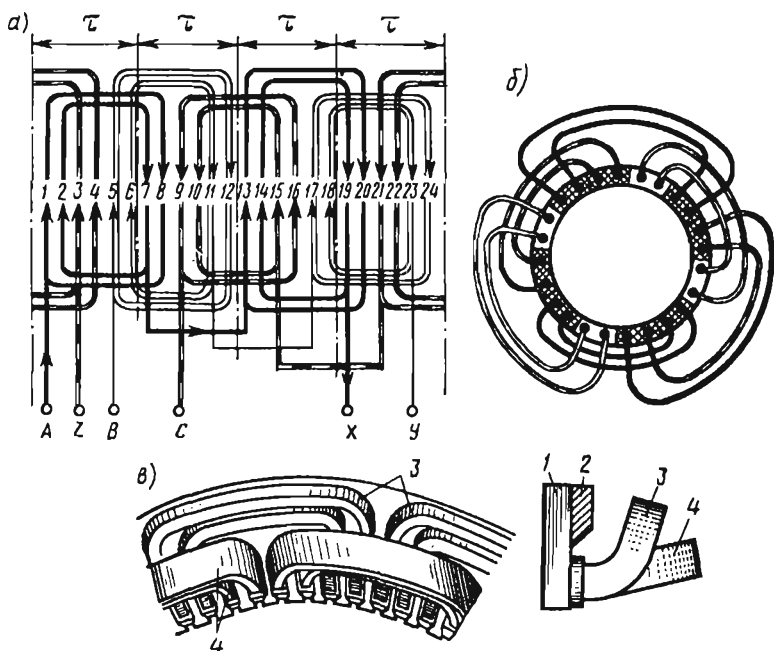


Рис. 2.19. Схема концентрической обмотки при $2p=4$, $q=2$ и $z=24$ (а) и устройство ее лобовых частей (б, в):

1 — сердечник, 2 — нажимная шайба, 3 и 4 — катушки

с однослойной обмоткой (см. рис. 2.17). Шаг обмотки по пазам принят равным $y=0,8\tau$.

В каждом пазу проводники располагаются в два слоя, причем проводники верхнего и нижнего слоев, принадлежащие к одной фазе, сдвинуты по отношению друг к другу на один паз. Проводники соединяются между собой в катушки так, чтобы индуцированные в них ЭДС складывались. В соответствии с направлением ЭДС, показанным на рис. 2.20, а, фаза А—Х в этом случае будет

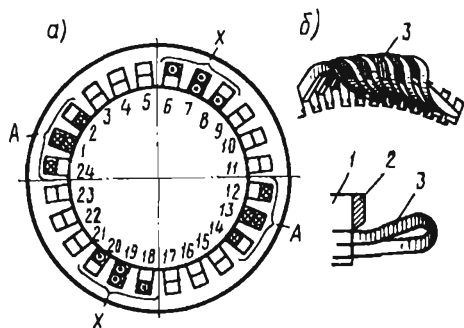


Рис. 2.20. Расположение катушек на статоре трехфазной машины с двухслойной обмоткой (а) и устройство ее лобовых частей (б):

1 — сердечник статора, 2 — нажимная шайба, 3 — катушки

иметь восемь катушек, образованных проводниками, лежащими в пазах 1—6, 2—7, 7—12, 8—13, 13—18, 14—19, 19—24, 20—1. Одна сторона каждой катушки состоит из проводников, расположенных в верхнем слое пазов 1, 2, 7, 8 и т. д., а вторая — из проводников, расположенных в нижнем слое пазов 6, 7, 12, 13 и т. д.

В схеме двухслойной обмотки (рис. 2.21) все проводники, лежащие в каждом слое пазы (каждая сторона катушки), изображены в виде линии. Проводники верхних слоев показаны сплошными линиями, нижних слоев — штриховыми линиями.

Направление ЭДС в проводниках показано стрелками. Лобовые части обмоток располагают, как показано на рис. 2.20, б. Общее число катушек при двухслойной обмотке вдвое больше, чем при однослойной, что несколько усложняет конструкцию и стоимость обмотки. Однако такая обмотка дает некоторую экономию обмоточного провода. Кроме того, все катушки совершенно одинаковы (см. рис. 2.2, б), что позволяет механизировать их изготовление.

В схемах, приведенных на рис. 2.16 ... 2.21, все катушки одной фазы соединены последовательно. Такое соединение характерно для машин малой мощности. В машинах большой мощности для уменьшения сечения отдельных проводников катушки соединяют так, чтобы образовывались параллельные ветви, содержащие равное количество катушек. В этом отношении двухслойные обмотки имеют преимущество перед однослойными, так как из-за большого числа катушек облегчается распределение их по параллельным ветвям.

Обычно двухслойные обмотки выполняют с q , равным целому числу. Однако в некоторых случаях приходится применять обмотки с дробным q . Например, при серийном производстве двигателей переменного тока целесообразно в ряде случаев для машин с различными числами полюсов $2p$ использовать одни и те же листы

статора с определенным числом пазов z . При этом одно из значений $2p$ дает $q = z / (2pt)$, не равное целому числу.

В обмотках с дробным q катушечные группы не могут состоять из дробного числа катушек, поэтому в таких обмотках используют два типа катушечных групп: большие и малые, которые чередуются между собой с определенной периодичностью, при этом в

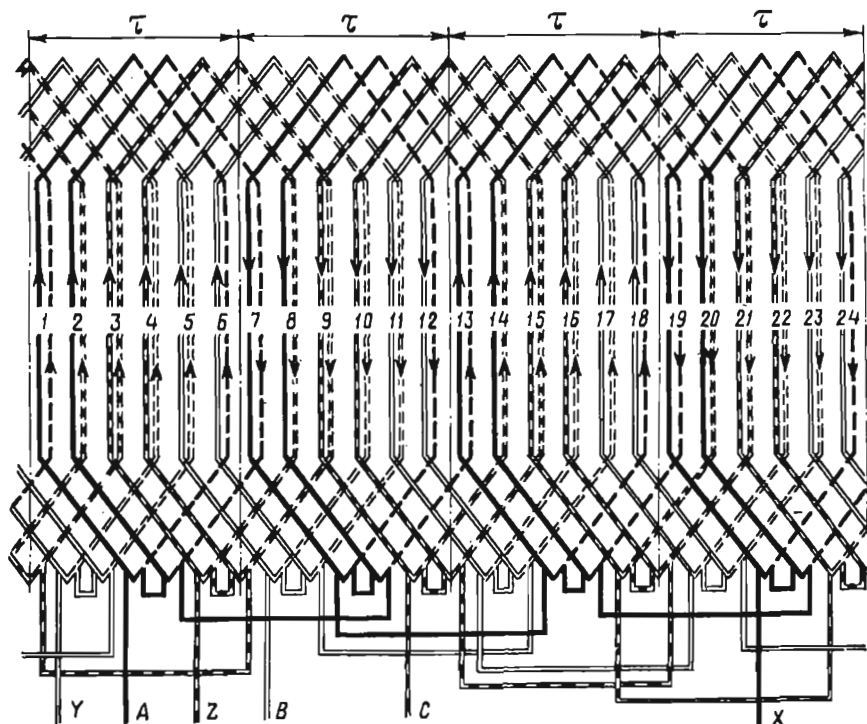


Рис. 2.21. Схема двухслойной обмотки при $2p=4$, $q=2$, $z=24$

больших катушечных группах число катушек на одну больше, чем в малых. Например, в каждой фазе одна из групп состоит из двух катушек, а другая из одной; в результате среднее число катушек в катушечных группах $q = (2 + 1) / 2 = 1\frac{1}{2}$.

При механизированной укладке применяют концентрическую двухслойную обмотку. Катушечные группы этой обмотки выполнены из концентрических катушек с различными шагами (рис. 2.22). Она отличается от обычной двухслойной обмотки только распределением катушек в слоях и порядком их укладки. Параметры обмотки (шаг, обмоточный коэффициент, расход обмоточного провода) — такие же, как у обычной двухслойной обмотки. Определенная последовательность укладки катушечных групп при выпол-

нении обмотки позволяет уложить в статор все катушки без подъема ранее уложенных катушек из пазов. В концентрической двухслойной обмотке соединение катушечных групп в параллельные ветви осуществляется таким образом, чтобы число сторон катушек, расположенных в нижнем и верхнем слоях одной параллельной ветви, было равно такому же числу сторон, имеющихся в слоях другой параллельной ветви. В противном случае параллельные ветви обмотки будут иметь неодинаковое индуктивное сопротивление.

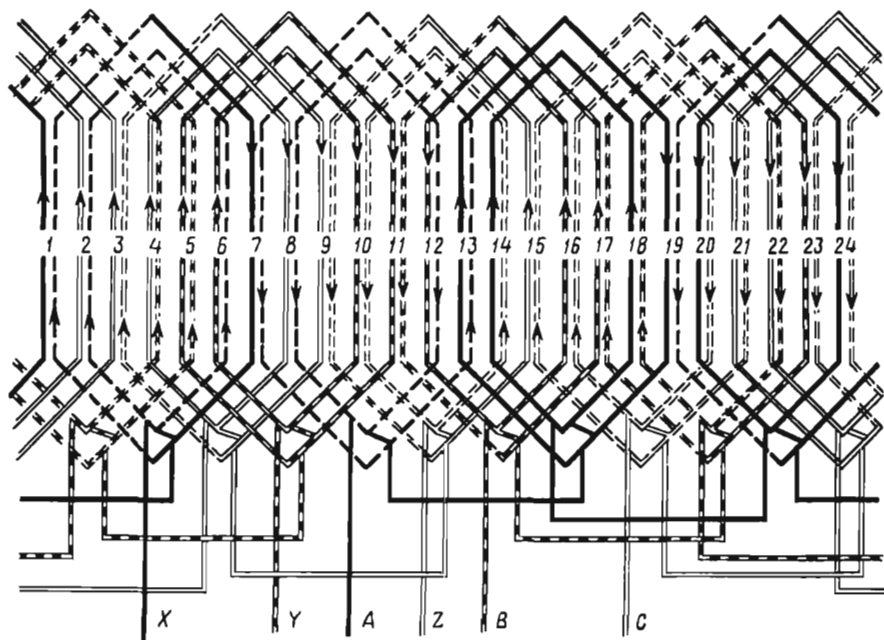
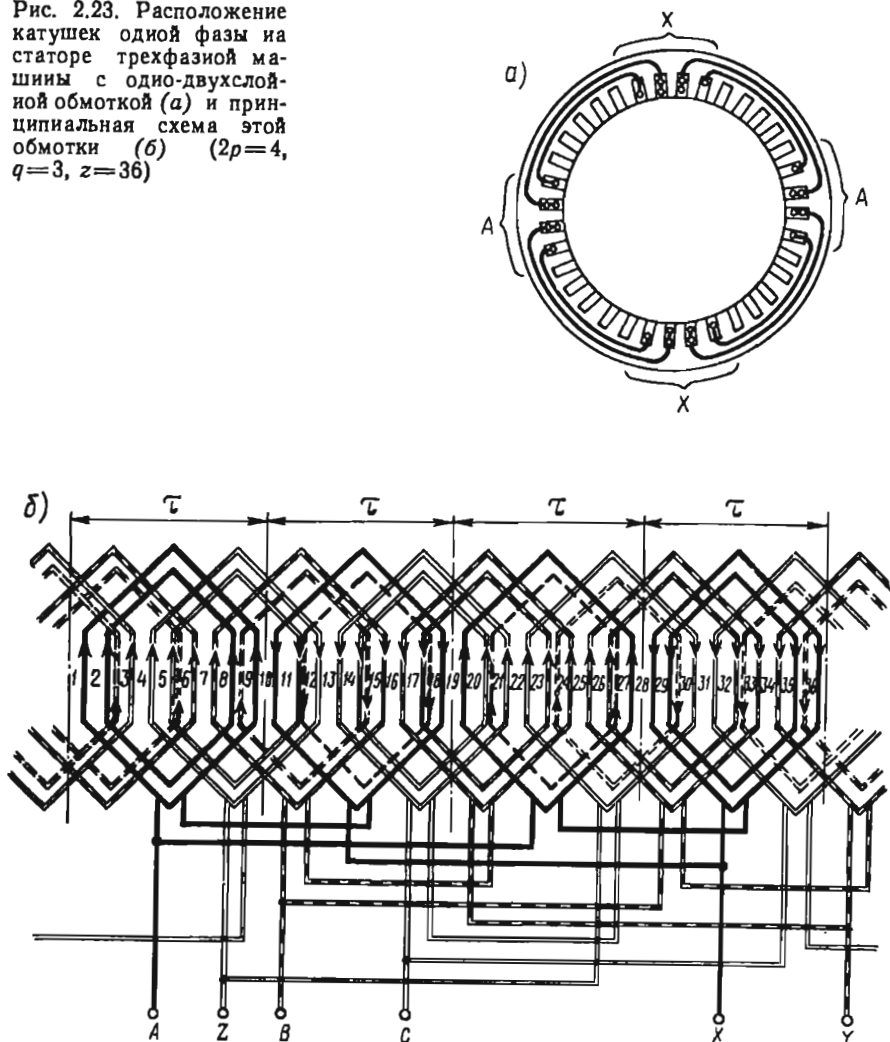


Рис. 2.22. Схема концентрической двухслойной обмотки при $2p=4$, $q=2$ и $z=24$

Одно-двухслойные обмотки. В обычной двухслойной обмотке в некоторых пазов располагают стороны катушек, принадлежащих к одной и той же фазе (например, пазы 3, 5, 7 и др. на рис. 2.21), а в других — стороны катушек разных фаз. В одно-двухслойной обмотке в пазов, в которых размещены стороны катушек одной и той же фазы, помещают однослойную катушку (большую с двойным числом витков), а в остальных пазов — в два слоя стороны катушек разных фаз (рис. 2.23, а). Такая обмотка состоит из концентрических катушек; число катушечных групп равно числу полюсов (рис. 2.23, б). Катушечная группа состоит из одной большой и $(q-2)$ малых катушек (всего $q-1$ катушка). Шаг большой катушки $y_6=3q-1$; шаги малых катушек, расположенных

концентрически внутри большой: первой $y_{м1} = y_6 - 2$; второй $y_{м2} = y_6 - 4$, третьей $y_{м3} = y_6 - 6$. Указанная обмотка выполнима только при $q > 2$. При $q = 2$ она превращается в концентрическую однослойную обмотку. Относительный шаг в обмотке с одной большой катушкой в каждой катушечной группе $\beta = 2(q + 1)/3q$.

Рис. 2.23. Расположение катушек одной фазы на статоре трехфазной машины с одно-двухслойной обмоткой (а) и принципиальная схема этой обмотки (б) ($2p = 4$, $q = 3$, $z = 36$)

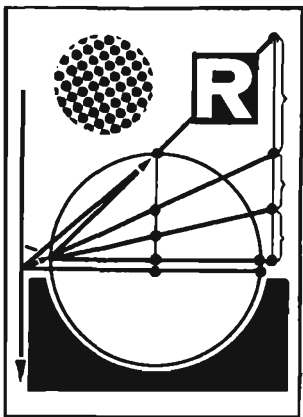


Укладка одно-двухслойных обмоток осуществляется в несколько операций — переходов. Число катушечных групп, укладываемых за один переход, ограничивается необходимостью укладки изоляционных прокладок в пазах и в лобовых частях обмотки.

Одно-двухслойная обмотка может быть также выполнена и с двумя большими катушками в катушечной группе. В этом случае общее число катушек в группе равно $q-2$ и относительный шаг $\beta = 2(q+2)/3q$. Такая обмотка выполняема при $q > 4$.

Вопросы для самоконтроля

1. Какие применяют средства для подавления высших гармоник МДС и ЭДС в обмотке статора?
2. Что такое обмоточный коэффициент и как он вычисляется?
3. Как создается вращающееся магнитное поле при трех- и двухфазном токе?
4. От чего зависят частота и направление вращения магнитного поля? Как изменить направление вращения поля?
5. Как классифицируют обмотки статора асинхронных машин в зависимости от конструкции и расположения катушек в пазах?



3

Рабочий процесс в асинхронном двигателе

В асинхронном двигателе преобразование электрической энергии в механическую происходит посредством вращающегося магнитного поля, которое служит связующим звеном между статором и ротором. При этом возникают потери мощности: электрические, магнитные, механические и добавочные.

Расчет электромагнитных процессов в асинхронной машине может быть проведен по ее схеме замещения. Для наглядного представления о количественных соотношениях токов и мощностей в отдельных элементах машины служит круговая диаграмма.

3.1. Работа асинхронной машины при заторможенном роторе

Электромагнитные процессы. Режимы работы машины при заторможенном роторе наиболее просты для исследования, так как при этом обмотки статора и ротора пересекаются магнитным потоком с одной и той же скоростью, т. е. частоты ЭДС статора f_1 и ротора f_2 равны между собой. Если считать, что вращающееся магнитное поле близко к круговому и, кроме того, высшие гармоники ЭДС подавляются из-за распределения обмоток в нескольких пазах и укорочения шага, то при анализе электромагнитных процессов можно учитывать только первые гармоники ЭДС статора и ротора соответственно:

$$\begin{cases} E_1 = 4,44 f_1 \omega_1 k_{o\delta 1} \Phi_m; \\ E_2 = 4,44 f_1 \omega_2 k_{o\delta 2} \Phi_m; \end{cases} \quad (3.1)$$

где ω_1 и $k_{o\delta 1}$ — число витков и обмоточный коэффициент обмотки статора; ω_2 и $k_{o\delta 2}$ — то же, обмотки ротора; Φ_m — амплитудное значение магнитного потока полюса.

Если обмотка ротора разомкнута, то по ней не проходит ток и, следовательно, она не влияет на электромагнитные процессы в статоре. При работе машины в рассматриваемом режиме для каждой фазы обмотки статора можно написать уравнение, тождественное уравнению для первичной обмотки трансформатора при холостом ходе:

$$\dot{U}_1 + \dot{E}_1 + \dot{E}_{\sigma 1} = \dot{I}_0 R_1, \quad (3.2)$$

где U_1 — приложенное к обмотке напряжение; E_1 — ЭДС, индуцируемая вращающимся магнитным потоком Φ , охватывающим обмотки ротора и статора; $E_{\sigma 1} = 4,44 f_1 \omega_1 k_{\sigma 01} \Phi_{\sigma 1}$ — ЭДС, вызываемая потоком рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$ обмотки статора; $I_0 R_1$ — падение напряжения в активном сопротивлении обмотки статора от тока I_0 , который можно рассматривать, как ток холостого хода асинхронной машины при идеализированных условиях (когда ток в обмотке ротора равен нулю).

На рис. 3.1, а показана векторная диаграмма асинхронной машины при работе ее в рассматриваемом режиме в соответствии с (3.2). При этом вектор $\dot{E}_{\sigma 1}$ заменен противоположно направленным ему вектором $-jI_0 X_1$, где X_1 — индуктивное сопротивление обмотки статора от потока рассеяния. В принципе указанная

Рис. 3.1. Векторные диаграммы асинхронной машины при заторможенном роторе

диаграмма должна быть аналогична векторной диаграмме трансформатора при холостом ходе, так как в этих машинах в рассматриваемом режиме имеют место одинаковые электромагнитные процессы (обмотка статора аналогична первичной обмотке трансформатора, а обмотка ротора — вторичной обмотке). Однако ток холостого хода I_0 в асинхронной машине из-за наличия воздушного зазора между ротором и статором значительно больше, чем в трансформаторе (20 ... 40% от номинального тока по сравнению с 2 ... 5% у трансформатора), вследствие чего здесь нельзя уже пренебрегать падениями напряжения $I_0 R_1$ и $jI_0 X_1$ и пользоваться приближенным уравнением $\dot{U}_1 + \dot{E}_1 = 0$, как это делают в некоторых случаях при построении векторной диаграммы трансформатора.

Относительно большой ток холостого хода в асинхронных машинах является их характерной особенностью; он вызывает увеличение потерь в обмотке статора (особенно в небольших машинах) и уменьшение коэффициента мощности машины. Для умень-

шения тока холостого хода заводы-изготовители стремятся выполнить в асинхронных машинах минимально возможные по соображениям конструкции и технологии зазоры. Так, например, у двигателей мощностью 5 ... 10 кВт зазор между статором и ротором обычно равен 0,25 ... 0,35 мм.

Если в машине с заторможенным ротором в цепь обмотки ротора (вторичной обмотки) включить сопротивление нагрузки Z_n , то ее в принципе можно использовать в качестве трансформатора.

Векторная диаграмма асинхронной машины с заторможенным ротором (рис. 3.1, б) и ее схема замещения аналогичны диаграмме и схеме замещения трансформатора и определяются формально теми же основными уравнениями:

$$\begin{cases} \dot{U}_1 + E_1 = \dot{I}_1 R_1 + j \dot{I}_1 X_1; \\ \dot{U}_2' = \dot{E}_2' - \dot{I}_2' R_2' - j \dot{I}_2' X_2'; \\ \dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\dot{I}_2'), \end{cases} \quad (3.3)$$

где $\dot{U}_2'$, $\dot{E}_2'$, $\dot{I}_2'$ — значения напряжения, ЭДС и тока в обмотке ротора, приведенные к обмотке статора; R_2' , X_2' — приведенные значения активного и индуктивного сопротивления рассеяния обмотки ротора; Z_n' — приведенное значение сопротивления нагрузки; $\dot{I}_1$ — ток в обмотке статора при нагрузке.

Однако наличие в асинхронной машине вращающегося потока обуславливает некоторые специфические особенности при взаимодействии токов в первичной и вторичной обмотках. Поскольку фазы обмотки ротора сдвинуты в пространстве, а токи в них имеют временной сдвиг, они создают бегущую волну МДС ротора F_2 , частота вращения которой относительно статора

$$n_{2F} = 60 f_2 / p_2, \quad (3.4)$$

где f_2 и p_2 — частота тока и число пар полюсов ротора.

Так как при неподвижном роторе ЭДС в обмотках статора и ротора имеют одинаковую частоту, т. е. $f_2 = f_1$, то

$$n_{2F} = 60 f_1 / p_2. \quad (3.4a)$$

Асинхронная машина может работать только при равенстве частот вращения бегущих волн МДС статора F_1 и ротора F_2 . Следовательно, статор и ротор должны иметь одинаковое число полюсов, т. е. $p_1 = p_2 = p$. При этом условии бегущие волны МДС ротора и статора неподвижны относительно друг друга и взаимодействуют между собой, обеспечивая передачу мощности из статора в ротор так же, как и в трансформаторе. В результате ток ротора $\dot{I}_2'$ создает компенсирующую его составляющую тока статора $\dot{I}_2'$, вследствие чего результирующий магнитный поток останется примерно таким же, как и при режиме холостого хода. Таким обра-

зом, для асинхронной машины, как и для трансформатора, справедливо условие $\Phi = \text{const}$, т. е. магнитный поток при изменении режима работы меняется мало. *Требование равенства частот вращения бегущих волн МДС ротора у статора жестко определяет лишь равенство числа полюсов. Число фаз обмоток статора и ротора в принципе может быть любым.*

Если выбор числа фаз m_1 обмотки статора предпринят питанием ее от трех- или двухфазной (в микромашинах) сети переменного тока, то число фаз m_2 обмотки ротора выбирает проектировщик машины, исходя из удобства конструкции и технологии изготовления ротора. В частности, ее можно выполнить многофазной в виде беличьей клетки, у которой число фаз m_2 равно числу стержней z_2 клетки. В такой обмотке отдельные фазы сдвинуты относительно друг друга на угол $\alpha = 2\pi/z_2$, а число пар полюсов p_2 всегда равно числу пар полюсов p_1 вращающегося магнитного поля.

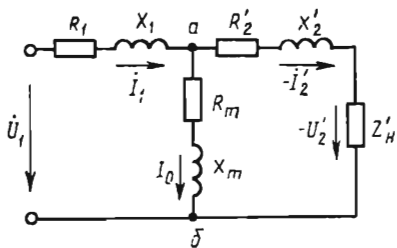


Рис. 3.2. Схема замещения асинхронной машины при заторможенном роторе

Схема замещения. Для получения математического описания электромагнитных процессов в асинхронной машине, при заторможенном роторе и, в частности, для составления ее схемы замещения необходимо, аналогично, как это делается в теории трансформатора, заменить обмотку ротора с числом фаз m_2 и числом витков в фазе ω_2 «приведенной обмоткой», имеющей то же число фаз m_1 и число витков ω_1 , что и обмотка статора. Схема замещения рассматриваемой машины (рис. 3.2) аналогична схеме замещения трансформатора, но параметры ее определяются другими коэффициентами приведения. Она представляет собой сочетание двух схем замещения — обмотки статора и обмотки ротора, которые соединены между собой в точках а и б. В цепи обмотки статора включены сопротивления R_1 и X_1 , в цепи обмотки ротора — сопротивления R_2' и X_2' . Участок схемы замещения между точками а и б, по которому проходит ток холостого хода I_0 , называют *намагничивающим контуром*. На вход схемы замещения подается напряжение $\dot{U}_1$, к выходу ее подключается сопротивление нагрузки Z_n' , к которому приложено напряжение $\dot{U}_2'$.

При составлении схемы замещения асинхронной машины принимается, что потоки рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$ и $\Phi_{\sigma 2}$, создаваемые обмотками статора и ротора, совпадают по фазе с токами, протекающими по соответствующим обмоткам, и пропорциональны этим токам аналогично тому, как это принимается в теории трансформатора. Это допущение является вполне обоснованным, так как указанные магнитные потоки замыкаются главным образом по воздуху (поперек соответствующих пазов, через коронки зубцов и вокруг

При составлении схемы замещения асинхронной машины принимается, что потоки рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$ и $\Phi_{\sigma 2}$, создаваемые обмотками статора и ротора, совпадают по фазе с токами, протекающими по соответствующим обмоткам, и пропорциональны этим токам аналогично тому, как это принимается в теории трансформатора. Это допущение является вполне обоснованным, так как указанные магнитные потоки замыкаются главным образом по воздуху (поперек соответствующих пазов, через коронки зубцов и вокруг

ловых соединений). Поэтому здесь, так же как и в трансформаторе, можно считать, что при режимах, близких к номинальному, индуктивные сопротивления рассеяния $X_1 = E_{o1}/I_1$ и $X_2 = E_{o2}/I_2$ не зависят от величины тока в соответствующих обмотках.

Коэффициент приведения для ЭДС и напряжений k_u можно получить из (3.1)

$$k_u = E'_2/E_2 = E_1/E_2 = (\omega_1 k_{o61})/(\omega_2 k_{o62}). \quad (3.5)$$

При этом принимают, что магнитный поток Φ_m сохраняется неизменным.

Коэффициенты приведения тока и сопротивлений обмотки ротора к обмотке статора можно получить из условия равенства мощностей реального и приведенного роторов $m_2 I_2 E_2 = m_1 I'_2 E'_2$. При этом, заменяя $E_2/E'_2 = (\omega_2 k_{o62})/(\omega_1 k_{o61})$, находим

$$I'_2 = (m_2/m_1) (E_2/E'_2) I_2 = m_2 \omega_2 k_{o62} / (m_1 \omega_1 k_{o61}) I_2 = I_2 / k_i. \quad (3.6)$$

Значение $k_i = m_1 \omega_1 k_{o61} / (m_2 \omega_2 k_{o62})$ называют коэффициентом приведения токов.

Из равенства электрических потерь $m_2 I_2^2 R_2 = m_1 I'^2_2 R'_2$ получаем

$$R'_2 = (m_2/m_1) (I_2/I'_2)^2 R_2 = k_i k_u R_2 = k_z R_2. \quad (3.7)$$

Из равенства относительных индуктивных падений напряжений (т. е. неизменности реактивной мощности) $I'_2 X_2/E_2 = I'_2 X'_2/E'_2$ находим

$$X'_2 = (E'_2/E_2) (I'_2/I_2) X_2 = k_i k_u X_2 = k_z X_2. \quad (3.7a)$$

Значение $k_z = k_u k_i$ называют коэффициентом приведения сопротивлений.

При определении коэффициентов k_u , k_i и k_z для короткозамкнутой обмотки типа беличьей клетки принимают $\omega_2 = 0,5$; $m_2 = z_2$; $k_{o62} = 1$. Тогда $k_u = 2\omega_1 k_{o61}$; $k_i = 2m_1 \omega_1 k_{o61}/z_2$; $k_z = 4m_1 (\omega_1 k_{o61})^2/z_2$.

Таким образом, теория работы асинхронной машины с заторможенным ротором в основном подобна теории работы трансформатора. Однако использование асинхронной машины в качестве трансформатора обычно нецелесообразно, так как она значительно дороже трансформатора и имеет худшие эксплуатационные характеристики.

В частности, асинхронная машина с заторможенным ротором имеет значительно больший ток холостого хода, чем трансформатор (т. е. меньший $\cos \varphi$), меньший коэффициент полезного действия, большие габаритные размеры и массу. Только в некоторых специальных устройствах асинхронную машину используют в режиме работы трансформатора, т. е. при заторможенном роторе (поворотные трансформаторы, фазорегулятор и индукционный регулятор).

3.2. Работа асинхронной машины при вращающемся роторе

ЭДС и ток в обмотке ротора. Рассмотрим общий случай индуцирования ЭДС в обмотке ротора, увлекаемого вращающимся магнитным потоком. Так как эта обмотка пересекается магнитным потоком с частотой $n_1 - n_2$, частота индуцируемой в ней ЭДС

$$f_2 = p(n_1 - n_2)/60. \quad (3.8)$$

Учитывая, что $pn_1/60 = f_1$ и $(n_1 - n_2)/n_1 = s$, перепишем (3.8) в ином виде

$$\boxed{f_2 = f_1 s.} \quad (3.9)$$

При вращении ротора ЭДС в обмотке ротора

$$E_{2s} = 4,44 f_2 k_{o62} \omega_2 \Phi_m = 4,44 f_1 s \omega_2 k_{o62} \Phi_m. \quad (3.10)$$

Учитывая, что эта ЭДС при заторможенном роторе $E_2 = 4,44 \times f_1 \omega_2 k_{o62} \Phi_m$, получаем

$$\boxed{E_{2s} = E_2 s.} \quad (3.10a)$$

Если обмотка ротора замкнута, по ней проходит ток с частотой f_2 , создающий бегущую волну МДС F_2 , вращающуюся относительно ротора с частотой

$$n_{2F} = 60 f_2 / p = 60 f_1 s / p = n_1 s = n_1 - n_2.$$

Направление вращения МДС ротора определяется порядком чередования максимумов тока в фазах, т. е. МДС ротора вращается в ту же сторону, что и магнитное поле статора.

Легко заметить, что частота вращения МДС ротора относительно статора равна сумме частот:

$$n'_{2F} = n_2 + n_{2F} = n_1(1 - s) + n_1 s = n_1.$$

Следовательно, при вращении ротора МДС статора F_1 и МДС ротора F_2 вращаются в пространстве с одинаковой частотой, т. е. относительно друг друга они неподвижны. Таким образом, полученные ранее для заторможенного ротора выводы о взаимодействии токов в первичной и вторичной обмотках полностью остаются в силе и для вращающегося ротора. Из сказанного следует, что в асинхронной машине магнитное поле, вращающееся с частотой n_1 , возникает в результате совместного действия бегущих волн МДС ротора и статора. Оно служит связующим звеном между статором и ротором, обеспечивая обмен энергией между ними точно так же, как переменное магнитное поле в трансформаторе осуществляет передачу энергии из первичной обмотки во вторичную.

Энергетическая диаграмма. Процесс преобразования электрической энергии в механическую в асинхронной машине может быть

описан уравнением баланса активной мощности. На основании закона сохранения энергии для двигательного режима работы можно записать:

$$P_1 = P_2 + \Delta P_{эл1} + \Delta P_{эл2} + \Delta P_{м1} + \Delta P_{мех} + \Delta P_{д}, \quad (3.11)$$

где P_1 — электрическая мощность, потребляемая машиной из сети; P_2 — полезная механическая мощность; $\Delta P_{эл1}$ и $\Delta P_{эл2}$ — потери мощности в обмотке статора и ротора; $\Delta P_{м1}$ — магнитные потери в пакете магнитопровода статора; $\Delta P_{мех}$ — механические потери;

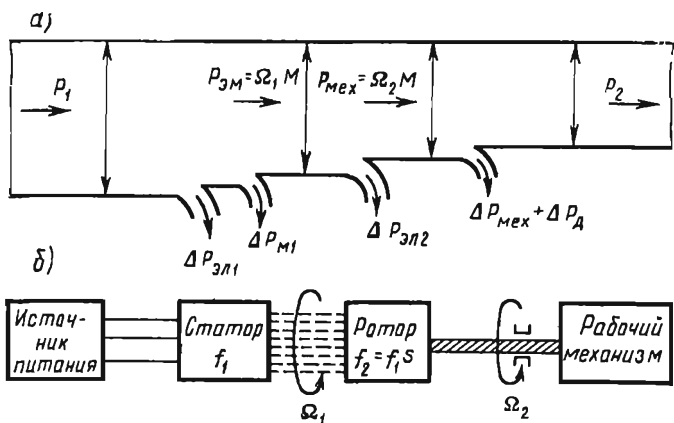


Рис. 3.3. Энергетическая диаграмма асинхронного двигателя (а) и схема связей между отдельными элементами двигательной установки (б)

$\Delta P_{д}$ — добавочные потери. Уравнение (3.8) наглядно иллюстрирует энергетическая диаграмма (рис. 3.3, а). Здесь же показана структурная схема (рис. 3.3, б), устанавливающая взаимосвязь между источником питания, статором и ротором машины и рабочим механизмом (кран, насос, станок и др.). Источник питания и статор имеют электрическую связь, статор и ротор — электромагнитную, ротор и рабочий механизм — механическую.

При работе машины в двигательном режиме к обмотке статора от источника питания, например от трехфазной сети, подводится мощность $P_1 = m_1 U I_1 \cos \varphi_1$. Часть этой мощности затрачивается на покрытие электрических потерь $\Delta P_{эл1}$ в активном сопротивлении обмотки статора и магнитных потерь $\Delta P_{м1}$ в статоре. В обмотку ротора посредством вращающегося магнитного поля передается электромагнитная мощность

$$P_{эм} = P_1 - \Delta P_{эл1} - \Delta P_{м1}.$$

Часть электромагнитной мощности, полученной ротором, затрачивается на покрытие электрических потерь $\Delta P_{эл2}$ в его обмотке. В машинах с фазным ротором возникают еще потери в щеточных

контактах на кольцах, которые обычно включаются в потери $\Delta P_{эл2}$. Оставшаяся часть мощности $P_{эм}$ превращается в механическую мощность

$$P_{мех} = P_{эм} - \Delta P_{эл2}.$$

Магнитные потери $\Delta P_{м2}$ в роторе из-за малой частоты перемагничивания практически отсутствуют. За вычетом незначительных потерь на трение $\Delta P_{мех}$ (механических) и добавочных потерь ΔP_d механическая мощность двигателя отдается нагрузке и является выходной полезной мощностью

$$P_2 = P_{мех} - \Delta P_{мех} - \Delta P_d. \quad (3.12)$$

Выразим электромагнитную и механическую мощности через электромагнитный вращающий момент M :

$$P_{эм} = \Omega_1 M; \quad (3.13)$$

$$P_{мех} = \Omega_2 M, \quad (3.13a)$$

где $\Omega_1 = 2\pi n_1/60$ и $\Omega_2 = 2\pi n_2/60$ — угловые скорости магнитного поля и ротора.

Из энергетической диаграммы (рис. 3.3, а) следует, что

$$\Delta P_{эл2} = P_{эм} - P_{мех},$$

или

$$\Delta P_{эл2} = M (\Omega_1 - \Omega_2) = M \Omega_1 (\Omega_1 - \Omega_2) / \Omega_1 = M \Omega_1 s. \quad (3.14)$$

Из формулы (3.14) имеем

$$M = \Delta P_{эл2} / (\Omega_1 s); \quad (3.15)$$

$$s = \Delta P_{эл2} / M \Omega_1 = \Delta P_{эл2} / P_{эм}. \quad (3.16)$$

Полученные формулы (3.15) и (3.16) позволяют произвести анализ важнейших свойств асинхронного двигателя, а именно: установить связь между скольжением и коэффициентом полезного действия, а также зависимость электромагнитного момента от параметров машины и режима ее работы.

Электромагнитный момент асинхронной машины. Формулу (3.15), полученную из энергетической диаграммы, преобразуем к более удобному для анализа виду, подставив в нее значения $\Omega_1 = 2\pi f_1/p$ и $\Delta P_{эл2} = m_2 I_2 E_{2s} \cos \psi_2$, где ψ_2 — угол сдвига фаз между ЭДС и током ротора. При этом с учетом (3.10) получим

$$M = (p m_2 \omega_2 k_{о62} / \sqrt{2}) \Phi_m I_2 \cos \psi_2 = c_M \Phi_m I_2 \cos \psi_2, \quad (3.17)$$

где $c_M = p m_2 \omega_2 k_{о62} / \sqrt{2}$ — постоянная.

Формула (3.17) справедлива не только для асинхронных машин, но и для электрических машин всех типов. Во всех этих ма-

шинах электромагнитный момент пропорционален произведению магнитного потока на активную составляющую тока ротора.

Поясним физический смысл этой формулы на примере асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. На рис. 3.4 изображена развертка ротора, где кружками показаны поперечные сечения его проводников.

Вращающийся магнитный поток (кривая $B_{рез}$), пересекая проводники обмотки ротора, индуцирует в них переменную синусоидальную ЭДС, мгновенное значение которой $e = B_{рез}lv$. Следовательно, кривая распределения индукции $B_{рез}$ вдоль окружности ротора представляет собой в другом масштабе кривую распределения мгновенных значений ЭДС e в проводниках. Направление этих ЭДС, определенное по правилу правой руки, показано крестиками и точками ниже сечений проводников. Мгновенное значение тока в проводниках также изображается синусоидой, сдвинутой относительно кривой ЭДС e на угол ψ_2 . Направление тока в них отмечено крестиками и точками внутри поперечного сечения проводников.

Ток ротора, взаимодействуя с магнитным потоком, вызывает появление электромагнитных сил. При этом на каждый проводник действует усилие $f = B_{рез}li$. Распределение этих усилий по проводникам представлено кривой f . Легко заметить, что к проводникам, лежащим на дуге, соответствующей углу $\pi - \psi_2$, приложены силы, увлекающие ротор за вращающимся магнитным потоком, а на дуге, соответствующей углу ψ_2 , — тормозящие силы. Поэтому при неизменной величине тока I_2 величина результирующего усилия $F_{рез}$, а следовательно, и вращающий момент M будут тем меньше, чем больше угол ψ_2 . При $\psi_2 = \pi/2$ момент $M = 0$, так как на половину проводников действует усилие, направленное в одну сторону, а на другую половину — такое же усилие, направленное в противоположную сторону.

Формула (3.17) позволяет связать величину момента с физическими явлениями, происходящими в двигателе. Ею удобно пользоваться при качественном анализе поведения двигателя в различных режимах. Недостаток формулы (3.17) заключается в том, что входящие в нее величины (Φ_m , $I_2 \cos \psi_2$) не связаны непосредственно с напряжением сети и режимом работы машины, а их экспериментальное определение довольно сложно. Поэтому ниже выводится другая формула для электромагнитного момента, позволяющая более просто определять его величину и влияние на него различных параметров машины и эксплуатационных режимов.

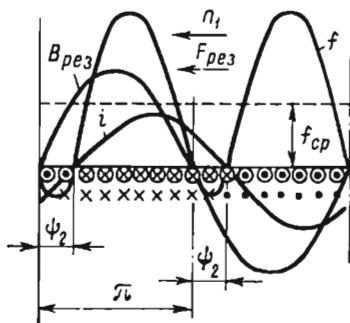


Рис. 3.4. Кривые распределения индукции, тока и электромагнитных сил, действующих на проводники асинхронной машины

3.3. Схема замещения асинхронной машины

Определение токов, потерь мощности и падений напряжения в асинхронном двигателе осложняется тем, что в обмотке вращающегося ротора проходит ток, действующее значение и частота которого зависят от частоты вращения. Ток ротора

$$I_2 = E_{2s} / Z_2 = E_{2s} / \sqrt{R_2^2 + X_2^2}. \quad (3.18)$$

Поскольку ротор вращается, из (3.9) и (3.10а) следует, что ЭДС E_{2s} в обмотке ротора и ее частота f_2 пропорциональны скольжению s . Следовательно, и индуктивное сопротивление обмотки ротора зависит от скольжения:

$$X_{2s} = 2\pi f_2 L_2 = 2\pi f_1 L_2 s = X_2 s, \quad (3.19)$$

где X_2 — индуктивное сопротивление обмотки заторможенного ротора, L_2 — ее индуктивность.

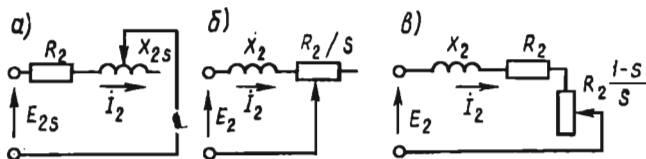


Рис. 3.5. Схемы замещения ротора асинхронной машины

Подставляя значения E_{2s} и X_{2s} в (3.18), получим

$$I_2 = E_2 s / \sqrt{R_2^2 + s^2 X_2^2}. \quad (3.20)$$

На рис. 3.5, а показана электрическая схема замещения ротора, соответствующая уравнению (3.20).

Так как в числителе и знаменателе (3.20) есть переменная величина s , преобразуем (3.20) к виду

$$I_2 = E_2 / \sqrt{(R_2/s)^2 + X_2^2}. \quad (3.20a)$$

Уравнению (3.20а) соответствует электрическая схема замещения, изображенная на рис. 3.5, б. Здесь ЭДС E_2 и индуктивное сопротивление X_2 неизменны, а активное сопротивление R_2/s меняется в зависимости от скольжения. Основные параметры этой схемы (индуктивное X_2 и активное R_2 сопротивления) такие же, как и в схеме замещения для заторможенного ротора.

Следует подчеркнуть, что схемы, представленные на рис. 3.5, а, б, с энергетической точки зрения не эквивалентны. Так, в схеме, приведенной на рис. 3.5, а, электрическая мощность равна электрическим потерям в контуре:

$$P_p = \Delta P_{эл2} = m_2 I_2^2 R_2.$$

Мощность, потребляемая в схеме, приведенной на рис. 3.5, б,

$$P_p' = m_2 I_2'^2 R_2 / s.$$

Отношение этих мощностей

$$P_p / P_p' = m_2 I_2'^2 R_2 / [(m_2 I_2'^2 R_2) / s] = s.$$

Однако так как $s = \Delta P_{эл2} / P_{эм}$, получим, что $P_p' = P_{эм}$. Следовательно, электрическая мощность, P_p' в схеме, представленной на рис. 3.5, б, равна всей электромагнитной мощности, подводимой от статора к ротору.

По известным величинам $\Delta P_{эл2}$ и $P_{эм}$ легко определить и механическую мощность ротора:

$$P_{мех} = P_{эм} - \Delta P_{эл2} = m_2 I_2'^2 R_2' s - m_2 I_2'^2 R_2 = m_2 I_2'^2 R_2 (1 - s) / s. \quad (3.21)$$

Полученный результат наглядно представлен электрической схемой, изображенной на рис. 3.5, в, в которой активное сопротивление обмотки ротора разбито на две части: R_2' и $R_2'(1-s)/s$. Первое сопротивление не зависит от режима работы, и потери в нем равны электрическим потерям реального ротора. Второе сопротивление зависит от скольжения, и мощность, выделяющаяся в нем, численно равна механической мощности двигателя $P_{мех}$. Таким образом, рассматриваемая схема замещения позволяет заменить реальный вращающийся ротор неподвижным, в цепь обмотки которого включено активное сопротивление, зависящее от частоты вращения ротора. По этим причинам указанное дополнительное сопротивление $R_2'(1-s)/s$ в литературе иногда обозначают $R_{мех}$.

Полная схема замещения асинхронного двигателя (рис. 3.6, а) отличается от схемы замещения асинхронной машины с заторможенным ротором только наличием чисто активного сопротивления нагрузки, зависящего от скольжения. Следовательно, и в этом случае удастся свести теорию асинхронной машины к теории трансформатора.

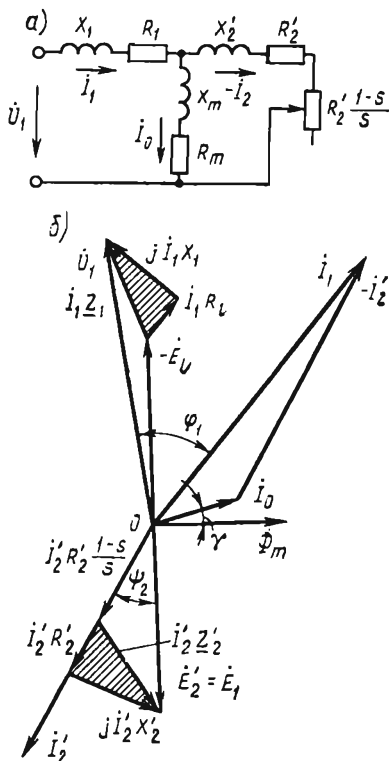


Рис. 3.6. Т-образная схема замещения асинхронной машины (а) и ее векторная диаграмма (б)

Схему замещения (рис. 3.6, а) называют Т-образной. Ей соответствуют следующие уравнения.

Уравнение напряжений для контура обмотки статора:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 \underline{Z}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 R_1 + j \dot{I}_1 X_1. \quad (3.22)$$

Уравнение напряжений для контура обмотки ротора:

$$\dot{E}_2' = \dot{E}_1 = \dot{I}_2' X_2' + \dot{I}_2' R_2' / s = \dot{I}_2' \underline{Z}_2' + \dot{I}_2' R_2' (1-s) / s. \quad (3.23)$$

Уравнение токов

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\dot{I}_2'). \quad (3.24)$$

По своей структуре эта система полностью аналогична системе уравнений для трансформатора, ко вторичной обмотке которого подключено сопротивление $R_{\text{мех}} = R_2' (1-s) / s$. При этом ток $\dot{I}_2'$ можно рассматривать как нагрузочную составляющую тока $\dot{I}_1$.

Количественное различие между схемами замещения асинхронного двигателя и трансформатора обусловлено значительно большим током холостого хода асинхронного двигателя. Если в теории трансформатора часто можно пренебречь намагничивающим контуром, то при рассмотрении работы асинхронного двигателя этого сделать нельзя, так как ошибка может получиться значительной.

Для наиболее распространенных в промышленности асинхронных двигателей мощностью 3 ... 100 кВт параметры схемы замещения в относительных единицах, т. е. в долях базисного сопротивления обмотки статора $Z_{1б} = U_{1ном} / I_{1ном}$, имеют следующие значения: $X_{m*} = X_m / Z_{1б} = 2,5 \dots 4$; $X_{1*} \approx X_2' = 0,07 \dots 0,15$; $R_{1*} \approx R_2' = 0,01 \dots 0,07$; $R_{m*} = 0,1 \dots 0,4$ (меньшие значения относятся к двигателям меньшей мощности). Векторная диаграмма для Т-образной схемы замещения приведена на рис. 3.6, б.

Из системы уравнений (3.22) ... (3.24) можно получить следующие значения токов в обмотках статора и ротора:

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_m \underline{Z}_{2s}' / (\underline{Z}_m + \underline{Z}_{2s}')} = \frac{\dot{U}_1 (\underline{Z}_m + \underline{Z}_{2s}')}{\underline{Z}_1 \underline{Z}_m + \underline{Z}_1 \underline{Z}_{2s}' + \underline{Z}_m \underline{Z}_{2s}'}; \quad (3.25)$$

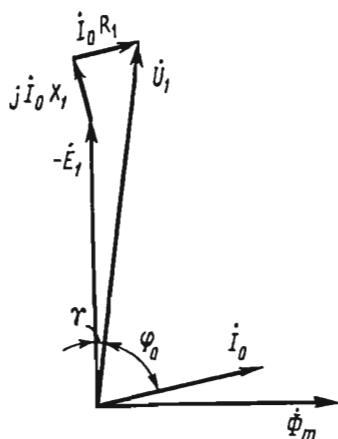


Рис. 3.7. Векторная диаграмма асинхронной машины при идеальном холостом ходе

Рис. 3.7. Векторная диаграмма асинхронной машины при идеальном холостом ходе

$$-I_2' = I_1 - I_0 = I_1 - \frac{\dot{U}_1 - \dot{I}_1 \underline{Z}_1}{\underline{Z}_m} = \frac{\dot{U}_1 \underline{Z}_m}{\underline{Z}_1 \underline{Z}_m + \underline{Z}_1 \underline{Z}_{2s}' + \underline{Z}_m \underline{Z}_{2s}}, \quad (3.26)$$

где $\underline{Z}_1 = R_1 + jX_1$; $\underline{Z}_m = R_m + jX_m$; $\underline{Z}_{2s}' = R_2'/s + jX_2'$.

Уравнения (3.25) и (3.26) можно преобразовать, положив $(\underline{Z}_m + \underline{Z}_1)/\underline{Z}_m = \dot{C}_1$. При этом получим:

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1 (1 + \underline{Z}_{2s}'/\underline{Z}_m)}{\underline{Z}_1 + \dot{C}_1 \underline{Z}_{2s}'}; \quad (3.27)$$

$$-\dot{I}_2' = \dot{U}_1 / (\underline{Z}_1 + \dot{C}_1 \underline{Z}_{2s}'). \quad (3.28)$$

Появившемуся при этом преобразовании комплексному коэффициенту $\dot{C}_1$ можно дать следующую физическую интерпретацию.

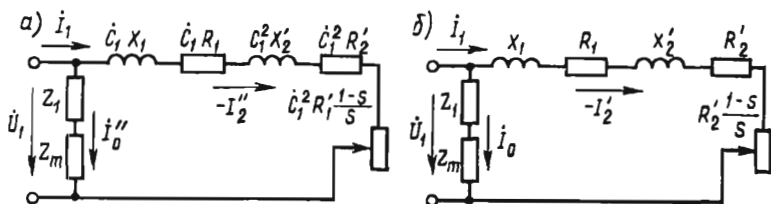


Рис. 3.8. Г-образные схемы замещения асинхронной машины

При идеальном холостом ходе $I_2 = 0$ и $I_1 = I_0$. Следовательно, $\dot{U}_1 = I_0 (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_m)$; $-\dot{E}_1 = I_0 \underline{Z}_m$, откуда

$$\dot{U}_1 / (-\dot{E}_1) = (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_m) / \underline{Z}_m = \dot{C}_1 = 1 + \frac{R_1 R_m + X_1 X_m}{R_1^2 + X_m^2} - j \frac{R_1 X_m - X_1 R_m}{R_1^2 + X_m^2}. \quad (3.29)$$

В асинхронных машинах обычно $X_m \gg R_m$ и $R_1 X_m > X_1 R_m$, вследствие чего мнимая часть $j(R_1 X_m - X_1 R_m) / (R_1^2 + X_m^2)$ комплекса $\dot{C}_1$ отрицательна. Поэтому в показательной форме

$$\dot{C}_1 = C_1 e^{-j\gamma}. \quad (3.30)$$

Таким образом, модуль $\dot{C}_1$ коэффициента $\dot{C}_1$ представляет собой отношение напряжения U_1 к ЭДС E_1 , индуцируемой в обмотке статора при идеальном холостом ходе, а аргумент $\gamma \approx \arctg \{(R_1 X_m - X_1 R_m) / [X_m (X_1 + X_m)]\}$ — угол между векторами $\dot{U}_1$ и $-\dot{E}_1$ (рис. 3.7).

В практических расчетах аргумент γ часто определяют по приближенной формуле

$$\sin 2\gamma \approx 2I_0 R_1 / U_1. \quad (3.31)$$

Рассмотрение теории работы асинхронной машины можно упростить, преобразовав Т-образную схему замещения в Г-образ-

ную (рис. 3.8, а). В этой схеме намагничивающий контур вынесен к входным зажимам, к которым подается напряжение $\dot{U}_1$. Сопротивление намагничивающего контура в Г-образной схеме берется равным $(\underline{Z}_m + \underline{Z}_1)$ и по нему протекает фиктивный ток холостого хода I_0'' , равный току I_0 в Т-образной схеме при идеальном холостом ходе, когда $s=0$. Ток I_2'' в рабочем контуре Г-образной схемы определяется из условий неизменности тока $I_1 = I_0'' + (-I_2'')$, откуда

$$\begin{aligned} -I_2' &= I_1' - I_0' = \frac{\dot{U}_1 (1 + \underline{Z}'_{2s} / \underline{Z}_m)}{\underline{Z}_1 + \dot{C}_1 \underline{Z}'_{2s}} - \frac{\dot{U}_1}{\underline{Z}_m + \underline{Z}_1} = \\ &= \frac{\dot{U}_1}{\dot{C}_1 (\underline{Z}_1 + \dot{C}_1 \underline{Z}'_{2s})} = \frac{-I_2'}{\dot{C}_1}, \end{aligned} \quad (3.32)$$

где I_2'' и I_2' — токи рабочих контуров в Г- и Т-образной схемах замещения, при этом сопротивление рабочего контура в Г-образной схеме замещения

$$\underline{Z}_{p.к} = \dot{C}_1 (\underline{Z}_1 + \dot{C}_1 \underline{Z}'_{2s}) = \dot{C}_1 \underline{Z}_1 + \dot{C}_1^2 \underline{Z}'_{2s} + \dot{C}_1^2 R'_2 (1-s)/s. \quad (3.33)$$

Обычно погрешность в определении токов в статоре и роторе при переходе от Т- к Г-образной схемам замещения не превышает нескольких процентов.

В практических инженерных расчетах комплекс $\dot{C}_1$ часто заменяют модулем C_1 , который для асинхронных двигателей мощностью 10 кВт и выше равен 1,02 ... 1,05. При анализе электромагнитных процессов в машинах общего применения часто полагают $C_1 \approx 1$, что существенно облегчает расчеты и мало сказывается на точности полученных результатов. Г-образную схему замещения при $C_1 = 1$ называют *упрощенной схемой замещения с вынесенным намагничивающим контуром* (рис. 3.8, б). В этой схеме ток I_0'' без большой погрешности можно приравнять току I_0 .

3.4. Круговая диаграмма асинхронной машины

Наглядное представление о количественных и качественных соотношениях токов, мощностей и напряжений в отдельных элементах асинхронной машины дает круговая диаграмма. Она является, по сути дела, векторной диаграммой схемы замещения асинхронной машины с некоторыми дополнительными построениями. Круговая диаграмма позволяет определить графически все величины для построения рабочих характеристик двигателя.

Обоснование круговой диаграммы. В основу построения этой диаграммы положена упрощенная схема замещения с вынесенным намагничивающим контуром (рис. 3.8, б), для которой ток в обмотке статора $I_1 = I_0 + (-I_2')$.

В данной схеме ток намагничивающего контура неизменен:

$$I_0 = \dot{U}_1 / (\underline{Z}_m + \underline{Z}_1) = \text{const}$$

и его вектор I_0 отстает от вектора напряжения $\dot{U}_1$ на угол φ_0 (рис. 3.9, а), причем

$$\text{tg } \varphi_0 = (X_m + X_1) / (R_m + R_1).$$

Так как $(X_m + X_1) \gg (R_m + R_1)$, угол φ_0 близок к $\pi/2$.

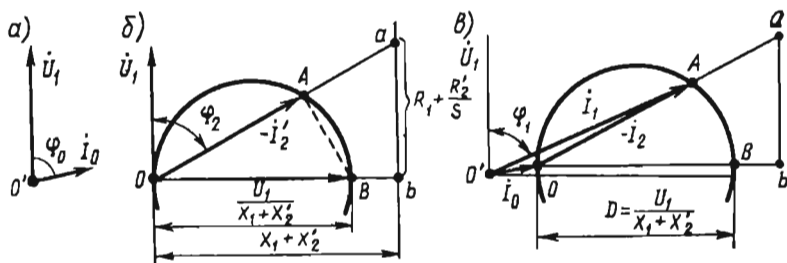


Рис. 3.9. Упрощенные векторные диаграммы асинхронной машины

Ток $-I_2'$ замыкается по контуру, называемому рабочим (см. рис. 3.8, б). В этом контуре имеются неизменные индуктивные сопротивления X_1 и X_2' и переменное активное сопротивление $(R_1 + R_2'/s)$, поэтому ток рабочего контура будет изменяться при изменении скольжения. Ток $-I_2'$ максимальное значение принимает при некотором скольжении, соответствующем сопротивлению рабочего контура $R_1 + R_2'/s = 0$. В этом случае ток $-I_2'$ будет реактивным и величина его $I_{2'\text{max}} = U_1 / (X_1 + X_2')$.

Можно доказать, что при изменении активного сопротивления рабочего контура конец вектора тока $-I_2'$ перемещается по окружности OAB , диаметр которой OB (рис. 3.9, б) в масштабе тока m_i соответствует максимальному значению тока $I_{2'\text{max}}$.

Для этой цели отложим на оси абсцисс отрезок $\overline{Ob}$, равный в масштабе сопротивлений m_z реактивному сопротивлению рабочего контура $(X_1 + X_2')$, а из точки b перпендикулярно оси абсцисс — отрезок $\overline{ba}$, равный в том же масштабе активному сопротивлению $(R_1 + R_2'/s)$ этого контура при заданном скольжении s .

Отрезок $\overline{Oa} = \sqrt{\overline{Ob}^2 + \overline{ba}^2}$ в масштабе сопротивлений представляет собой величину полного сопротивления рабочего контура при заданном скольжении $Z_{p,x} = \sqrt{(X_1 + X_2')^2 + (R_1 + R_2'/s)^2}$.

Из подобия прямоугольных треугольников Oba и OBA можно найти, что

$$\overline{OA} = \frac{\overline{OB} \cdot \overline{Ob}}{\overline{Oa}} = \frac{I_{2'\text{max}} (X_1 + X_2')}{m_i Z_{p,x}} = \frac{U_1}{m_i Z_{p,x}} = \frac{I_2'}{m_i}.$$

Тангенс угла между осью ординат и отрезком $\overline{OA}$

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \overline{Ob}/\overline{ab} = (X_1 + X'_2)/(R_1 + R'_2/s).$$

Таким образом, отрезок $\overline{OA}$ по величине и по направлению соответствует вектору тока $-I_2'$. Так как построение велось при произвольном значении скольжения s , можно утверждать, что конец вектора тока $-I_2'$ перемещается при изменении режима работы по окружности OAB .

Совместив начало вектора тока I_2' с концом вектора I_1 , получим векторную диаграмму токов для упрощенной схемы замещения с вынесенным контуром согласно рис. 3.8, б, которую называют *круговой диаграммой токов асинхронной машины* (рис. 3.9, в). В этой диаграмме ток I_1 в масштабе m_i равен отрезку $\overline{O'A}$, ток I_2' — отрезку $\overline{OA}$, а годографом векторов этих токов является окружность диаметром $\overline{OB}$.

Определение мощностей и электромагнитного момента по круговой диаграмме. Помимо токов по круговой диаграмме можно также определить мощ-

ности, электромагнитный момент и другие величины, определяющие режим работы машины. Для этого сделаем ряд дополнительных построений (рис. 3.10).

Мощность P_1 , подводимая при двигательном режиме работы машины из сети к статору, пропорциональна активной составляющей тока статора $I_{1a} = I_1 \cos \varphi_1$. Поэтому в масштабе мощностей m_P она изображена отрезком $\overline{AC}$, перпендикулярным линии $O'G$, т. е. $P_1 = \overline{AC} m_P$. В соответствии с этим линию $O'G$ называют иногда линией подведенной мощности (в общем случае линией электрической мощности, подводимой к машине из сети или отдаваемой ею).

Мощность, подводимая к намагничивающему контуру, равна практически магнитным потерям ΔP_M в стали статора. Она пропорциональна активной составляющей тока холостого хода и изображается поэтому отрезком $\overline{DC}$, т. е. $\Delta P_M = \overline{DC} m_p$.

Мощность, подводимая к рабочему контуру $P_{p.k.}$, пропорциональна активной составляющей тока I_2' ; следовательно, она изо-

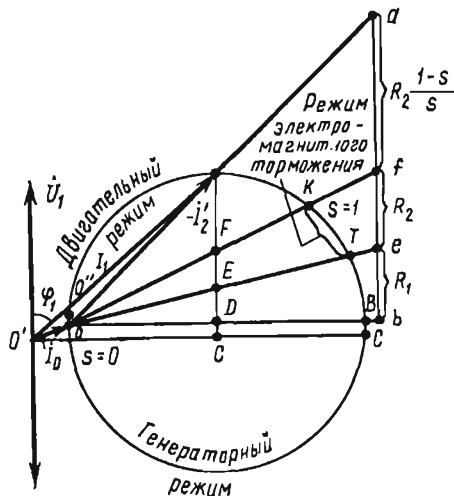


Рис. 3.10. Упрощенная круговая диаграмма асинхронной машины

бражается отрезком $\overline{AD}$, т. е. $P_{p.k} = \overline{AD} m_p$. Эту мощность целесообразно разделить на отдельные составляющие:

$$P_{p.k} = m_1 I_2'^2 [R_1 + R_2' + R_2'(1-s)/s], \quad (3.34)$$

где $m_1 I_2'^2 R_1 = \Delta P_{эл1}$ — электрические потери в обмотке статора; $m_1 I_2'^2 R_2' = \Delta P_{эл2}$ — электрические потери в обмотке ротора; $m_1 I_2'^2 (1-s)/s = P_{мех}$ — механическая мощность ротора.

На круговой диаграмме разделение мощности $P_{p.k}$ на составляющие можно осуществить графически. Для этого на продолжении диаметра окружности откладывают отрезок $\overline{Ob}$, изображающий в масштабе m_z сопротивление $(X_1 + X_2')$. Из точки b восстанавливают перпендикуляр к линии Ob и в том же масштабе откладывают отрезки $\overline{be}$ и $\overline{ef}$, соответствующие R_1 и R_2' . Продолжив прямую OA до пересечения с перпендикуляром к линии Ob , получают точку a . Очевидно, что отрезок $\overline{ab}$ равен сумме активных сопротивлений в цепи рабочего контура. Соединив прямыми точку O с точками e и f , получают на отрезке $\overline{AD}$ соответственно точки E и F , разбивающие отрезок $\overline{AD}$ в соотношения: $\overline{DE} : \overline{EF} : \overline{FA} = R_1 : R_2' : R_2'(1-s)/s$. Следовательно, отдельные составляющие мощности $P_{p.k}$ запишутся как

$$\Delta P_{эл1} = m_p \overline{DE}; \quad \Delta P_{эл2} = m_p \overline{EF}; \quad P_{мех} = m_p \overline{FA}. \quad (3.35)$$

Расположение прямых Of и Oe не зависит от режима работы машины, поэтому они являются неотъемлемой частью круговой диаграммы. Обычно на диаграмме не показывают линию ab и составляющие ее отрезки, а ограничиваются тем, что доводят линии Of и Oe до пересечения с окружностью токов, получая точки K и T . Линию OK , до которой изменяется механическая мощность, называют линией механической мощности, а линию OT — линией электромагнитной мощности, так как отрезок $\overline{AE}$ характеризует электромагнитную мощность, подводимую к ротору:

$$P_{эм} = P_{мех} + \Delta P_{эл2} = \overline{AE} \cdot m_p. \quad (3.36)$$

Величина электромагнитного момента двигателя пропорциональна электромагнитной мощности $P_{эм} = M \Omega_1$, так как угловая скорость вращения магнитного поля Ω_1 постоянна. Следовательно,

$$M = P_{эм} / \Omega_1 = \overline{AE} \cdot m_p / \Omega_1 = \overline{AE} \cdot m_M, \quad (3.37)$$

т. е. отрезок $\overline{AE}$ в некотором масштабе моментов m_M представляет собой величину вращающего момента M , поэтому линию OT называют также линией моментов*. Приведенные на рис. 3.10 постро-

* При работе машины в генераторном режиме линия OK представляет собой линию подводимой мощности, а линия $O'G$ — линию отдаваемой мощности.

ния являются основными, позволяющими анализировать работу асинхронного двигателя по круговой диаграмме. Часто осуществляют также дополнительные построения, позволяющие определять по круговой диаграмме скольжение и КПД.

Характерные точки круговой диаграммы. Найдем скольжение для некоторых характерных точек круговой диаграммы. В точке O , определяющей режим холостого хода при идеализированных условиях (когда ток ротора равен нулю), скольжение $s=0$. При реальном холостом ходе машина потребляет из сети некоторую мощность для покрытия механических потерь. При этом скольжение отлично от нуля и точка реального холостого хода O'' располагается на круговой диаграмме несколько выше точки O .

В точке K скольжение можно определить из условия, что результирующее активное сопротивление цепи рабочего контура равно

$$R_{p,к} = R_1 + R'_2 + R'_2(1 - s_k)/s_k = R_1 + R'_2. \quad (3.38)$$

Решая (3.38), найдем, что $s_k=1$. Следовательно, точка K соответствует неподвижному ротору, т. е. режиму пуска (начальному моменту пуска) или короткого замыкания. Отрезок $\overline{OK}$ представляет собой ток ротора $I'_{2к}$ — в режиме короткого замыкания, а отрезок $\overline{O'K}$ — ток статора $I_{1к}$ в этом режиме.

В точке T результирующее сопротивление рабочего контура

$$R_{p,к} = R_1 + R'_2 + R'_2(1 - s_t)/s_t = R_1, \quad (3.39)$$

откуда $s_t = \pm \infty$.

Таким образом, режим работы машины, соответствующий точке T , может быть представлен только теоретически. Точки O , K и T делят окружность токов на три части, соответствующие работе машины в режимах: двигательном (часть OAK), генераторном (часть OBT) и электромагнитного торможения (часть KT). В двигательном режиме, когда $0 < n_2 < n_1$, скольжение изменяется от $s=1$ до $s=0$, т. е. конец вектора тока I_1 перемещается по окружности от точки K до точки O . В генераторном режиме, когда $n_2 > n_1$, скольжение изменяется от $s=0$ до $s=-\infty$, т. е. конец вектора I_1 перемещается по окружности от точки O до точки T . В режиме электромагнитного торможения, когда $n_2 < 0$, скольжение изменяется от $s=1$ до $s=+\infty$, т. е. конец вектора I_1 перемещается по окружности от точки K до точки T .

Определение скольжения s и КПД по круговой диаграмме. Скольжение $s = \Delta P_{эл2}/P_{эм}$ можно найти по круговой диаграмме как отношение отрезков $\overline{FE}/\overline{AE}$. Однако поскольку измерение малого отрезка $\overline{FE}$ может дать существенную погрешность, для определения s лучше построить шкалу скольжения (рис. 3.11, а). Для этого на произвольном расстоянии от линии $O'G$ проводят прямую, параллельную линии OT , до пересечения ее с линией OK (или с ее

путем проведения опытов холостого хода и короткого замыкания.

Опыт холостого хода проводят при номинальном напряжении и работе двигателя без нагрузки. При этом измеряют ток холостого хода I_0 , напряжение U_0 и мощность P_0 , потребляемую машиной, после чего вычисляют $\cos \varphi_0 = P_0 / (3I_0 U_0)$. При необходимости по данным опыта холостого хода определяют параметры намагничивающего контура схемы замещения

$$R_m = P_0 / (3I_0^2); Z_m = U_0 / I_0; X_m = \sqrt{Z_m^2 - R_m^2}. \quad (3.41)$$

Опыт короткого замыкания проводят при заторможенном роторе и номинальном (для машин мощностью до 100 кВт) или пониженном (для машин мощностью свыше 100 кВт) напряжении, которое устанавливают таким, чтобы ток короткого замыкания $I_k = (1 \dots 1,2) I_{\text{ном}}$. При этом измеряют напряжение U_k , ток I_k и потребляемую машиной мощность P_k , после чего вычисляют $\cos \varphi_k = P_k / (3I_k U_k)$, а также ток короткого замыкания и потребляемую машиной мощность при номинальном напряжении

$$I_{k, \text{ном}} = I_k (U_{\text{ном}} / U_k); P_{k, \text{ном}} = P_k (I_{k, \text{ном}} / I_k)^2. \quad (3.42)$$

По данным опыта короткого замыкания определяют активное, индуктивное и полное сопротивления рабочего контура упрощенной схемы замещения:

$$\left. \begin{aligned} R_k &= R_1 + R'_2 = P_k / 3I_k^2; \\ Z_k &= U_k / I_k; \\ X_k &= X_1 + X'_2 = \sqrt{Z_k^2 - R_k^2} \end{aligned} \right\} \quad (3.43)$$

При проведении опытов холостого хода и короткого замыкания измеряют три линейных тока и три линейных напряжения, вычисляют среднее их значение, после чего определяют фазные токи I_0 , I_k и напряжения U_0 и U_k в зависимости от схемы соединения обмотки статора.

Для построения упрощенной круговой диаграммы в выбранном масштабе токов m_i откладывают векторы токов I_0 и $I_{k, \text{ном}}$ и устанавливают положения точек O и K (рис. 3.12); при этом принимают, что полученные при опыте холостого хода ток I_0 и угол φ_0 соответствуют идеальному холостому ходу. Соединив точки O и K прямой OK и восставив из ее середины перпендикуляр HO_1 до пересечения с линией OB , находят центр O_1 окружности токов. Линию электромагнитной мощности OT (линию моментов) определяют, разделив отрезок KB_1 в отношении $\overline{KT_1} / \overline{T_1 B_1} = R'_2 / R_1$. При этом сопротивление обмотки статора R_1 измеряют во время проведения указанных опытов, а сопротивление R'_2 определяют по формуле $R'_2 = R_k - R_1$. Отдельные составляющие энергетического баланса для некоторого режима работы электродвигателя, соответствующего точке A , определяются, как было показано на рис. 3.10.

Для получения более точных результатов и проверки гарантированных значений КПД, коэффициента мощности и скольжения при номинальном режиме, а также максимального вращающего момента ГОСТ рекомендует строить круговую диаграмму несколько измененным способом на основе Г-образной схемы замещения (рис. 3.8, а), т. е. с учетом пренебрегаемого ранее комплекса $\dot{C}_1$. Величину и фазу тока I_0'' в намагничивающем контуре этой схемы, т. е. положение на круговой диаграмме точки O для режима идеального холостого хода при $s=0$, находят путем уменьшения ординаты точки O'' для реального холостого хода (рис. 3.13, а) на величину отрезка $\overline{O''O}$, соответствующего в масштабе мощности m_P сумме механических потерь $\Delta P_{\text{мех}}$ (на трение) и электрических $\Delta P_{\text{эл10}}$.

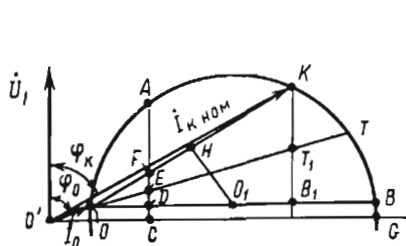


Рис. 3.12. Построение упрощенной круговой диаграммы по данным опытов холостого хода и короткого замыкания

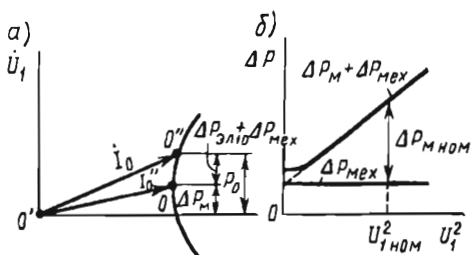
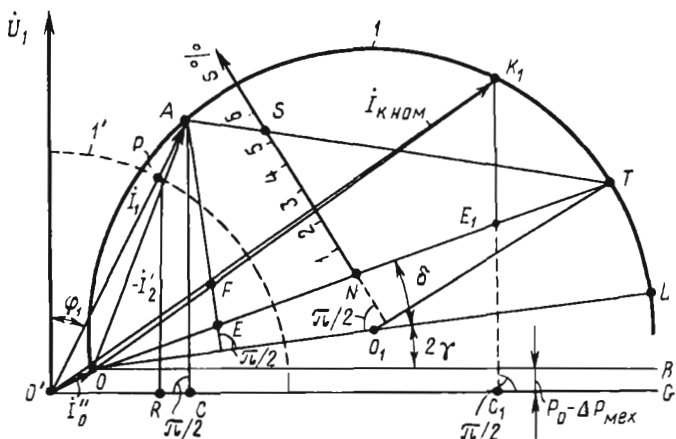


Рис. 3.13. Определение на круговой диаграмме точки, соответствующей идеальному холостому ходу

Разделение суммы потерь холостого хода на электрические в обмотке статора, механические и магнитные осуществляют следующим образом. Вначале из мощности P_0 вычитают электрические потери $\Delta P_{\text{эл10}} = 3I_0^2 R_1$, а затем строят экспериментально полученную зависимость $P_0 - \Delta P_{\text{эл10}} = \Delta P_{\text{м}} + \Delta P_{\text{мех}}$ от приложенного напряжения U_1^2 при $n_2 = \text{const}$ (рис. 3.13, б). При этом потери $\Delta P_{\text{мех}} = \text{const}$, а магнитные потери в стали $\Delta P_{\text{м}}$ изменяются пропорционально U_1^2 .

В круговой диаграмме (рис. 3.14) для двигателей с короткозамкнутым ротором (при высоте стержней беличьей клетки не более 10 мм для меди и 16 мм для алюминия) окружность токов I строят так же, как и при построении диаграммы (рис. 3.12), по точкам O и K_1 , соответствующим режимам идеального холостого хода при $s=0$ и короткого замыкания при $s=1$. При этом центр окружности токов O_1 располагается не на горизонтальной линии OB , а на линии OL , являющейся диаметром окружности токов. Эту линию проводят под углом 2γ к горизонтали, где γ — аргумент комплекса $\dot{C}_1 = C_1 e^{-j\gamma}$, где $\sin 2\gamma = 2I_0 R_1 / U_1$. Положение точки O определяют согласно рис. 3.13, а точки K_1 — по приведенным к номинальному напряжению значениям $I_{\text{к.ном}}$ и $P_{\text{к.ном}}$.

Отдельные составляющие энергетического баланса для некоторого режима работы электродвигателя, соответствующего точке A , определяют по круговой диаграмме следующим образом: подводенная мощность P_1 — отрезок $\overline{AC}$, проводимый перпендикулярно линии подводенной мощности $O'G$; электромагнитная мощ-



Для определения коэффициента мощности проводят из точки O' радиусом 100 мм окружность I' . Отрезок $\overline{PR}$, поделенный на 100 мм, дает значение $\cos \varphi_1$. Для построения шкалы скольжения проводят радиус O_1T и от точки T откладывают вдоль линии OT отрезок $\overline{TN}$, длина которого (см) $l = (\overline{K_1E_1}/\overline{OE_1}) 100$. Через точку N проводят шкалу скольжения s (%), перпендикулярную радиусу O_1T — деления этой шкалы соответствуют масштабу 1 см = 1%. Точка пересечения S линии AT со шкалой скольжения дает значение s (%).

66

вочные определяют экспериментально или принимают условно, равными 0,5% от $P_{2ном}$ (для двигателей мощностью до 100 кВт).

Для определения максимального момента с учетом насыщения магнитной цепи в указанных круговых диаграммах делают дополнительные построения (рис. 3.17). Строят точку K_2 , полученную по данным опыта короткого замыкания при $I_k = (2,5 \dots 4) I_{ном}$. Значения тока $I_{к.ном}$ и мощности $P_{к.ном}$, соответствующие номинальному напряжению, определяют по (3.42).

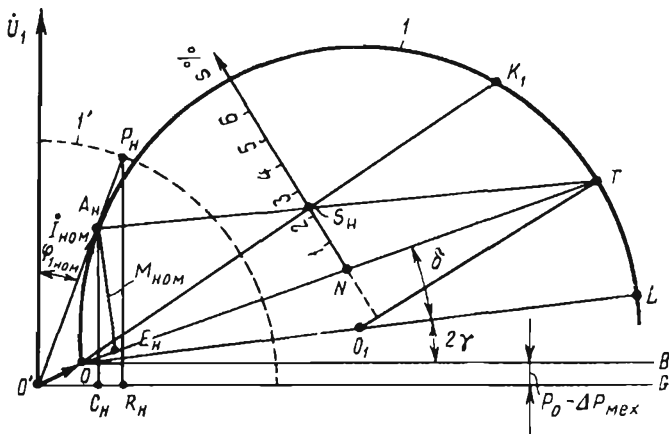


Рис. 3.16. Определение КПД, коэффициента мощности и скольжения при номинальном режиме по круговой диаграмме

Затем через точки O и K_2 проводят окружность 2 с центром O_2 , лежащим на прямой OL . При построении линии моментов для окружности 2 проводят касательную к этой окружности в точке M_2 , параллельную линии OT , и определяют на окружности 1 положение точки M_1 , делая засечку M_2M_1 радиусом OM_2 из точки O . Из точки M_1 опускают перпендикуляр на линию OB до пересечения с линией OT в точке Q , а из точки M_2 — перпендикуляр M_2X на линию OB до пересечения с линией QX , параллельной линии OL (диаметру круговой диаграммы). Линия QX представляет собой линию моментов для окружности 2, а отрезок M_2X — величину $M_{\max}$ (наличием некоторой непараллельности линий OX и OT пренебрегают).

Причины погрешностей круговой диаграммы и области ее применения. Круговая диаграмма, построенная на основании упрощенной схемы замещения асинхронной машины, получила весьма широкое применение благодаря своей простоте и наглядности. Однако значения токов, моментов и других параметров, полученные из круговой диаграммы, могут иметь довольно большую

погрешность, особенно в области токов, значительно превышающих номинальный, т. е. при скольжениях, близких к единице.

Применение более точных схем замещения и соответствующих им круговых диаграмм не может полностью устранить погрешность

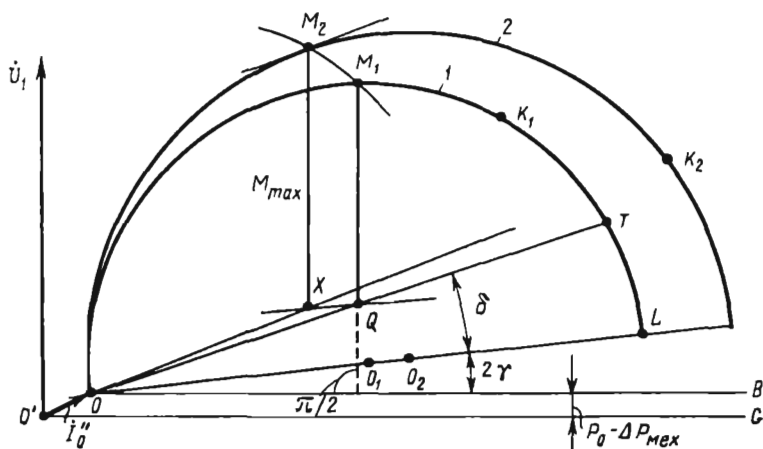


Рис. 3.17. Определение максимального момента с учетом насыщения зубцово-пазового слоя

в определении характеристик двигателя при больших скольжениях. Объясняется это тем, что параметры схемы замещения не остаются неизменными, как это предполагалось при построении

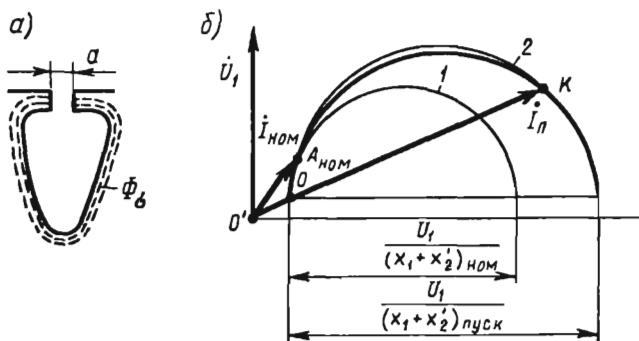


Рис. 3.18. Прохождение потока рассеяния через коронки зубцов (а) и круговая диаграмма (б) при учете насыщения зубцов и вытеснения тока в проводниках ротора

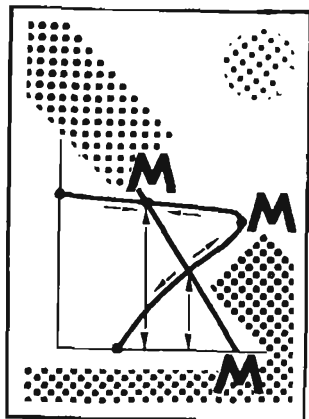
круговой диаграммы, а изменяются в зависимости от режима работы двигателя. При скольжении, близком к единице, вследствие возрастания токов I_1 и I_2 происходит насыщение зубцовой зоны

машины, особенно коронок зубцов при полузакрытых и закрытых пазах, что эквивалентно расширению шлица паза a (рис. 3.18, a). Это приводит к уменьшению потоков рассеяния Φ_σ и, следовательно, индуктивных сопротивлений обмоток статора и ротора. При этом диаметр круговой диаграммы увеличивается. Одновременно из-за увеличения частоты тока в роторе ток в его проводниках вытесняется в «верхние» их части (см. более подробно в § 5.3), вследствие чего увеличивается активное сопротивление обмотки ротора. Эти причины приводят к тому, что при расчете пускового тока $I_{\text{пуск}}$ приходится строить новую окружность 2 (рис. 3.18, b) с диаметром $D_2 = U_1 / (X_{1п} + X_{2п})$, большим, чем диаметр $D_1 = U_1 / (X_{1ном} + X_{2ном})$ окружности 1, построенной для токов, близких к номинальному, так как индуктивные сопротивления для пускового режима ($X_{1п}$ и $X_{2п}$) меньше чем ($X_{1ном} + X_{2ном}$) для номинального. В результате годографом тока является уже не окружность, а кривая OK , близкая к эллипсу. Кроме того, при учете изменения активных и индуктивных сопротивлений схемы замещения изменяется и положение точки K по круговой диаграмме, т. е. положение линии механической мощности OK . По указанным причинам по круговой диаграмме можно получать достоверные данные только для токов, не превосходящих номинальный.

Все вышесказанное относится только к машинам большой и средней мощности. В машинах малой мощности, и особенно в микромашинах, где ток холостого хода очень велик, все величины, необходимые для построения характеристик двигателя, определяют по точной схеме замещения (рис. 3.5, a). При этом параметры этой схемы из-за малых размеров проводников и небольшой индукции в зубцах остаются практически неизменными при разных токах нагрузки. Для асинхронных исполнительных двигателей круговые диаграммы обычно не применяют, так как точка K , соответствующая $s=1$, лежит на диаграмме очень близко к точке холостого хода и диаграмма утрачивает свою наглядность.

Вопросы для самоконтроля

1. В чем отличие работы асинхронной машины при неподвижном и вращающемся роторе? Как зависят ЭДС и частота тока ротора от скольжения?
2. Как зависит электромагнитный момент асинхронной машины от магнитного потока и тока ротора?
3. Какая часть схемы замещения эквивалентна механической нагрузке на валу двигателя?
4. Для чего Т-образную схему замещения преобразовывают в Г-образную?
5. По каким экспериментальным данным строят упрощенную круговую диаграмму?
6. Как определяют по круговой диаграмме ток статора и ротора, мощности, электромагнитный момент, потери мощности и скольжение для произвольного режима работы двигателя?



Характеристики асинхронного двигателя

Выбор асинхронного двигателя для электропривода осуществляют на основе анализа его характеристик — механической и рабочих. Построение этих характеристик может быть выполнено путем расчета по схеме замещения или по круговой диаграмме. Высшие гармоники магнитного поля оказывают вредное влияние на механическую характеристику и энергетические показатели машины, так как создают добавочные моменты и потери мощности. Путем рационального проектирования двигателей можно существенно уменьшить добавочные моменты и потери.

4.1. Механическая характеристика

Аналитическое определение зависимости электромагнитного момента от скольжения. Наибольшее значение для оценки свойств асинхронного двигателя имеет механическая характеристика, представляющая собой графическую зависимость частоты вращения ротора n_2 от вращающего момента M , т. е. $n_2 = f(M)$ или $M = f(n_2)$.

Иногда эта зависимость выражается в виде $M = f(s)$ или $M = f(v)$, где $v = n_2/n_1$ — относительная частота вращения. При этом $s = (n_1 - n_2)/n_1 = 1 - v$.

Использование понятий относительной частоты вращения и скольжения придает механической характеристике более общий характер.

Для построения механической характеристики можно воспользоваться круговой диаграммой или формулой

$$M = \frac{m_1 U_1^2 R_2'}{\omega_1 s [(R_1 + C_1 R_2'/s)^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2]}, \quad (4.1)$$

которая получена из формулы $M = \Delta P_{эл2} / (\Omega_1 s) = m_1 I_2'^2 R_2' / (\Omega_1 s)$ подстановкой значения тока $I_2' = C_1 I_2''$ из схемы замещения (см. рис. 3.8, а):

$$I_2' = U_1 / \sqrt{(R_1 + C_1 R_2' / s)^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2}. \quad (4.2)$$

Для машин мощностью более 10 кВт величина $C_1 \approx 1$ и (4.1) приобретает более простой вид

$$M = \frac{m_1 U_1^2 R_2'}{\Omega_1 s [(R_1 + R_2' / s)^2 + (X_1 + X_2')^2]}. \quad (4.3)$$

Задаваясь значениями s при известных параметрах двигателя, можно определить M и построить искомую механическую характеристику.

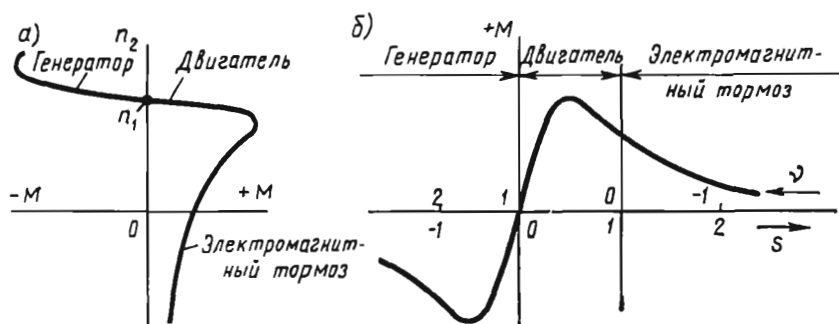


Рис. 4.1. Механические характеристики асинхронной машины

На рис. 4.1, а, б приведены механические характеристики, типичные для асинхронных двигателей общепромышленного применения.

Механическая характеристика имеет максимум момента при частоте вращения $n_2 \approx (0,8 \dots 0,9) n_1$; при частоте вращения $n_2 = n_1$ момент равен нулю, а при $n_2 = 0$ пусковой момент $M_n = (0,3 \dots 0,7) M_{\max}$.

Скольжение, при котором момент имеет максимальное значение (критическое скольжение), можно определить из (4.1), взяв производную от момента по скольжению dM/ds и приравняв ее к нулю. Решая уравнение относительно s , получим критическое скольжение

$$s_{кр} = \pm C_1 R_2' / \sqrt{R_1^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2}. \quad (4.4)$$

В первом приближении, принимая $C_1 = 1$ и пренебрегая величиной R_1 в знаменателе (так как $R_1 < (X_1 + X_2')$), получим

$$s_{кр} = \pm R_2' / (X_1 + X_2'). \quad (4.4a)$$

Необходимость иметь высокий КПД заставляет снижать R_2' , вследствие чего максимум момента асинхронного двигателя имеет место при относительно высоких частотах вращения.

Максимальный момент получим из (4.1), подставляя значения $s_{кр}$ из (4.4):

$$M_{max} = \pm \frac{m_1 U_1^2}{2\Omega_1 C_1 \left[\pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2} \right]}, \quad (4.5)$$

или приближенно считая $C_1 = 1$ и $R_1 = 0$,

$$M_{max} \approx \pm m_1 U_1^2 / [2\Omega_1 (X_1 + X_2')]. \quad (4.5a)$$

Знак «+» относится к двигательному режиму, «—» — к генераторному.

Максимальный момент при генераторном режиме несколько больше, чем при двигательном, так как в генераторном режиме в (4.5) сопротивление R_1 принимается со знаком минус и знаменатель этой формулы уменьшается по сравнению с его значением для двигательного режима.

Из (4.5) видно, что максимальный момент не зависит от активного сопротивления ротора. Оно определяет лишь скольжение $s_{кр}$ при максимальном моменте.

Отношение $M_{max}/M_{ном} = k_M$ определяет перегрузочную способность электродвигателя. Значение k_M — кратность максимального момента — регламентируется ГОСТом и составляет для двигателей общепромышленного применения 1,7...2,2. У двигателей, предназначенных для работы с большими перегрузками (крановые, металлургические и т. п.), значение k_M может достигать 3,5. ГОСТом оговаривается также минимально допустимый вращающий момент M_{min} , отношение которого к номинальному моменту должно быть не менее 0,6...1.

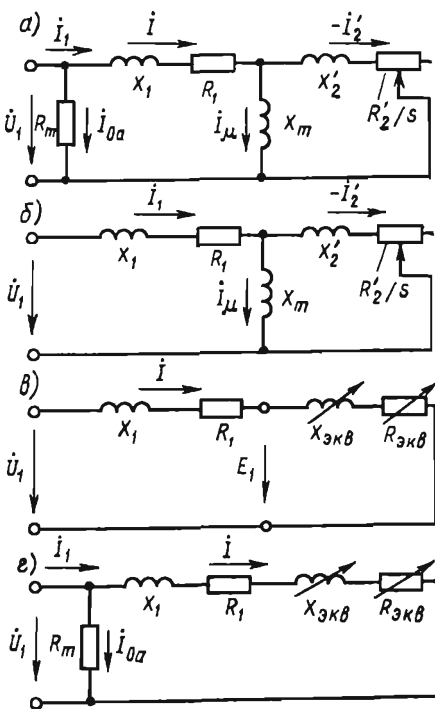


Рис. 4.2. Схемы замещения для аналитического определения характеристик асинхронного двигателя

На заводах электропромышленности для аналитического определения свойств трехфазных асинхронных двигателей исходят из схемы замещения, представленной на рис. 4.2, а.

Эта схема отличается от общепринятых включением на выводы внешней цепи резистора R_m , потери в котором равны магнитным потерям в стали ΔP_m (основным и добавочным). Предполагается, что эти потери определяются полным магнитным потоком, создаваемым обмоткой статора (включая и поток рассеяния). Очевидно, если пренебречь падением напряжения в активном сопротивлении обмотки статора, то этому потоку соответствует напряжение внешней цепи. Исходя из этого

$$R_m = 3U_1^2 / \Delta P_m \text{ и } I_{0a} = U_1 / R_m = \Delta P_m / (3U_1).$$

Для первоначального анализа и определения зависимости электромагнитной мощности (момента) от скольжения схема замещения может быть упрощена (рис. 4.2, б). Для этой схемы замещения, заменяя сопротивления X_2' , R_2'/s и X_m эквивалентным сопротивлением $Z_{\text{эkv}}$, можно записать следующие соотношения:

$$\underline{Z}_{\text{эkv}} = \underline{Z}_m \underline{Z}'_{2s} / (\underline{Z}_m + \underline{Z}'_{2s}) = R_{\text{эkv}} + jX_{\text{эkv}}, \quad (4.6)$$

где $\underline{Z}_m = jX_m$; $\underline{Z}'_{2s} = R_2'/s + jX_2'$;

$$R_{\text{эkv}} = (X_m^2 / R_2'/s) / \left[1 + \left(\frac{X_m + X_2'}{R_2'/s} \right)^2 \right]; \quad (4.7)$$

$$X_{\text{эkv}} = X_m - R_{\text{эkv}} (X_m + X_2') / (R_2'/s). \quad (4.7a)$$

На основании этих соотношений схема замещения, изображенная на рис. 4.2, б, преобразуется в схему на рис. 4.2, в, где все сопротивления включены последовательно и по ним протекает ток I . Полное сопротивление этой цепи

$$\begin{aligned} \underline{Z} &= (R_1 + R_{\text{эkv}}) + j(X_1 + X_{\text{эkv}}) = (R_1 + R_{\text{эkv}}) + \\ &+ j[X_1 + X_m - R_{\text{эkv}}(X_m + X_2') / (R_2'/s)]. \end{aligned} \quad (4.8)$$

Токи статора и ротора определяются на основании схемы замещения рис. 4.2, з, которая может быть получена из схемы рис. 4.2, в. Во всех схемах (рис. 4.2) сопротивления R_1 , R_m , X_1 , X_2' и X_m — постоянные, а $R_{\text{эkv}}$ и $X_{\text{эkv}}$ — зависят от скольжения.

В соответствии со схемой замещения (рис. 4.2, в) электромагнитная мощность

$$P_{\text{эм}} = m_1 I^2 R_{\text{эkv}} = m_1 U_1^2 R_{\text{эkv}} / Z^2. \quad (4.9)$$

Подставив значения Z из (4.8) и $R_{\text{эkv}}$ из (4.7), получим следующую зависимость электромагнитной мощности от скольжения:

$$P_{\text{эм}} = m_1 U_1^2 / (R_2'/s + 2R_1 + R_2's) \quad (4.9a)$$

или электромагнитного момента

$$M = m_1 U_1^2 / [\Omega_1 (R_2^* / s + 2R_1 + R_2^* s)], \quad (4.10)$$

где $R_2'' = R_2' [(R_1/X_m)^2 + (1 + X_1/X_m)^2]$; $R_2''' = R_2' \{[(R_1/R_2') (1 + X_2'/X_m)]^2 + [(X_1/R_2') (1 + X_2'/X_m) + X_2'/R_2']^2\}$.

Решим (4.9а) относительно s :

$$s = [(m_1 U_1^2 / 2P_{эм} - R_1) \pm \sqrt{(m_1 U_1^2 / 2P_{эм} - R_1)^2 - R_2^* / R_2^*}] / R_2^*. \quad (4.11)$$

Двигательному режиму в (4.11) и (4.15) соответствует перед корнем знак минус, а генераторному — знак плюс.

Выражение (4.10) позволяет определить максимальное значение электромагнитного момента:

$$M_{\max} = m_1 U_1^2 / [2 (R_1 + \sqrt{R_2^* R_2^*})] \Omega_1 \quad (4.12)$$

и соответствующее ему критическое скольжение

$$s_{кр} = \pm \sqrt{R_2^* / R_2^*}. \quad (4.13)$$

Значение пускового момента получим из (4.10), положив $s=1$,

$$M_n = m_1 U_1^2 / (R_2^* + R_2^* + 2R_1) \Omega_1. \quad (4.14)$$

Зависимость механической мощности $P_{мех}$ от скольжения можно получить из выражения $P_{мех} = P_{эм} (1-s)$, подставив в него $P_{эм}$ из (4.9а).

Решив полученное уравнение относительно s , имеем

$$s = \frac{(m_1 U_1^2 / 2P_{мех} - R_1) \pm \sqrt{(m_1 U_1^2 / 2P_{мех} - R_1)^2 - R_2^* (R_2^* + m_1 U_1^2 / P_{мех})}}{m_1 U_1^2 / P_{мех} + R_2^*}. \quad (4.15)$$

Таким образом, по параметрам схемы замещения можно для любого значения мощности P_2 определить соответствующую ей механическую мощность

$$P_{мех} = P_2 + \Delta P_{мех} + \Delta P_d,$$

где $\Delta P_{мех}$ и ΔP_d — соответственно механические и добавочные потери; а затем найти непосредственно скольжение и все характеристики двигателя, не прибегая к методу последовательных приближений, свойственному круговым диаграммам.

Для расчета $s_{кр}$, $M_{\max}$ и M_n для двигателей с переменными параметрами необходимо в соответствующие выражения подставлять значения R_2' , X_1 и X_2' , определенные с учетом вытеснения тока в стержнях и насыщения путей потоков рассеяния.

На основании (4.10), (4.12) и (4.14) можно получить формулы для расчета кратности максимального и пускового моментов:

$$M_{\max} = M_{\max} / M_{\text{ном}} = (R_2' / s_{\text{ном}} + 2R_1 + R_2' s_{\text{ном}}) / [2(R_1 + \sqrt{R_2' R_2})]; \quad (4.16)$$

$$M_{\text{п*}} = M_{\text{п}} / M_{\text{ном}} = (R_2' / s_{\text{ном}} + 2R_1 + R_2' s_{\text{ном}}) / (R_2' + 2R_1 + R_2'). \quad (4.17)$$

Сопротивления R_2'' и R_2''' необходимо брать с учетом вытеснения тока в стержнях и насыщения.

Построение механической характеристики по круговой диаграмме.

Для каждого положения точки A на круговой диаграмме (см. рис. 3.10) можно определить вращающий момент $M = m_m \cdot \overline{AE}$ и скольжение $s = \overline{PQ} / \overline{PN}$ (см. рис. 3.11, а), а затем, взяв ряд точек $A_1, A_2, \dots, A_n$ на окружности токов в пределах от точки O до точки K , построить зависимость $M = f(s)$ или, определив $n_2 = n_1(1 - s)$, построить зависимость $n_2 = f(M)$.

Максимальный момент $M_{\max}$ можно найти, проведя прямую, параллельную линии OT и касательную окружности токов (см. рис. 3.11, а). Опустив перпендикуляр на диаметр окружности из точки касания A_m , получим отрезок $\overline{A_m E_m}$, где E_m — точка пересечения перпендикуляра с прямой OT . Очевидно, что $M_{\max} = m_m \times \overline{A_m E_m}$, так как отрезок $\overline{A_m E_m}$ является максимальным расстоянием между окружностью токов и линией OT . Момент при $s=1$ (пусковой момент) определяется отрезком $\overline{KR}$, умноженным на масштаб моментов.

Из (4.2) и круговой диаграммы видно, что при увеличении скольжения от $s=0$ до $s=1$ ток ротора I_2' монотонно возрастает, в то время как электромагнитный момент сначала увеличивается с ростом скольжения, достигает максимума при $s=s_{\text{кр}}$, а затем уменьшается, несмотря на возрастание тока I_2' (рис. 4.3).

Физически это объясняется тем, что в формуле момента $M = c_m \Phi_m I_2' \cos \psi_2$ при малых скольжениях преобладающее влияние имеет возрастание тока I_2' . При увеличении скольжения свыше $s_{\text{кр}}$ ток I_2' увеличивается сравнительно мало и преобладающее влияние оказывает уменьшение $\cos \psi_2$; оно происходит вследствие

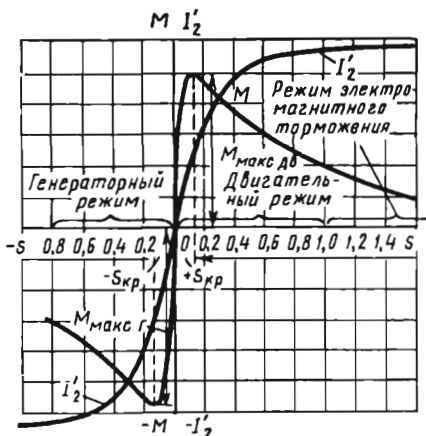


Рис. 4.3. Зависимость электромагнитного момента и тока ротора от скольжения

увеличения частоты тока в роторе $f_2 = sf_1$, а следовательно, и сопротивления $X_2 = 2\pi f_2 L_2$.

Построение механической характеристики по каталожным данным. На практике широко используют приближенное аналитическое выражение механической характеристики.

Согласно (3.15) и (3.20), электромагнитный момент асинхронного двигателя

$$M = \Delta P_{\text{э,м}} / (\Omega_1 s) = m_2 I_2^2 R_2 / (\Omega_1 s) = m_2 s E_2^2 R_2 / \Omega_1 (R_2^2 + s^2 X_2^2). \quad (4.18)$$

Принимая приближенно $E_2 \approx \text{const}$, т. е. считая, что магнитный поток машины при изменении нагрузки не меняется, и приравнявая нулю производную dM/ds , полученную из (4.18), можно найти критическое скольжение, соответствующее максимальному моменту: $s_{\text{кр}} \approx \pm R_2 / X_2$, и соответственно максимальный момент

$$M_{\text{max}} \approx \pm m_2 E_2^2 / (2\Omega_1 X_2). \quad (4.19)$$

Разделив выражение (4.18) на (4.19), после преобразования получим

$$M/M_{\text{max}} \approx 2/(s_{\text{кр}}/s + s/s_{\text{кр}}), \quad (4.20)$$

аналогично,

$$M_{\text{п}}/M_{\text{max}} \approx 2s_{\text{кр}}/(1 + s_{\text{кр}}^2). \quad (4.21)$$

При этом можно получить значения моментов M , M_{max} и $M_{\text{п}}$ в относительных единицах (т. е. в долях от базового момента $M_{\text{ном}}$):

$$M_* = M/M_{\text{ном}} = (s_{\text{ном}}/s_{\text{кр}} + s_{\text{кр}}/s_{\text{ном}})/(s/s_{\text{кр}} + s_{\text{кр}}/s); \quad (4.22)$$

$$M_{\text{max}*} = M_{\text{max}}/M_{\text{ном}} = (s_{\text{ном}}/s_{\text{кр}} + s_{\text{кр}}/s_{\text{ном}})/2; \quad (4.23)$$

$$M_{\text{п}*} = M_{\text{п}}/M_{\text{ном}} = (s_{\text{ном}}/s_{\text{кр}} + s_{\text{кр}}/s_{\text{ном}})/(1/s_{\text{кр}} + s_{\text{кр}}). \quad (4.24)$$

Более точные формулы для определения моментов асинхронного двигателя по каталожным данным можно получить на основе анализа Т-образной схемы замещения. Значения этих моментов в относительных единицах (т. е. в долях от базового момента $M_{\text{ном}}$):

$$M_* = M/M_{\text{ном}} = (s_{\text{ном}}/s_{\text{кр}} + s_{\text{кр}}/s_{\text{ном}} + 2\rho s_{\text{кр}})/(s/s_{\text{кр}} + s_{\text{кр}}/s + 2\rho s_{\text{кр}}); \quad (4.22a)$$

$$M_{\text{max}*} = M_{\text{max}}/M_{\text{ном}} = (s_{\text{ном}}/s_{\text{кр}} + s_{\text{кр}}/s_{\text{ном}} + 2\rho s_{\text{кр}})/[2(1 + \rho s_{\text{кр}})]; \quad (4.23a)$$

$$M_{\text{п}*} = M_{\text{п}}/M_{\text{ном}} = (s_{\text{ном}}/s_{\text{кр}} + s_{\text{кр}}/s_{\text{ном}} + 2\rho s_{\text{кр}})/[1/s_{\text{кр}} + s_{\text{кр}}(1 + 2\rho)], \quad (4.24a)$$

где $\rho = R_1/C_1 R_2'$.

Разделив (4.22а) на (4.23а), а также (4.24а) на (4.23а), получим:

$$M/M_{\max} = [2(1 + \rho s_{\text{кр}})] / (s/s_{\text{кр}} + s_{\text{кр}}/s + 2\rho s_{\text{кр}}); \quad (4.25)$$

$$M_{\text{п}}/M_{\max} = [2(1 + \rho s_{\text{кр}}) s_{\text{кр}}] / [1 + s_{\text{кр}}^2(1 + 2\rho)]. \quad (4.26)$$

Отметим, что значение ρ мало влияет на скольжение $s_{\text{кр}}$. Для двигателей серии 4А и АИ основного исполнения с высотами оси вращения 56...132 мм можно пользоваться усредненным значением $\rho = 1,32$. Во многих случаях пренебрегают членом $2\rho s_{\text{кр}}$ и тогда получают упрощенные выражения (4.20), (4.23) и (4.24) для построения механической характеристики.

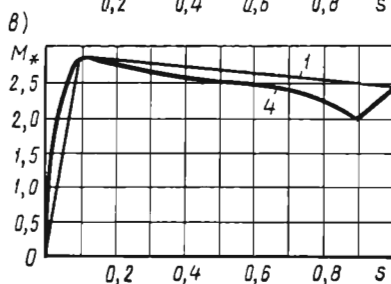
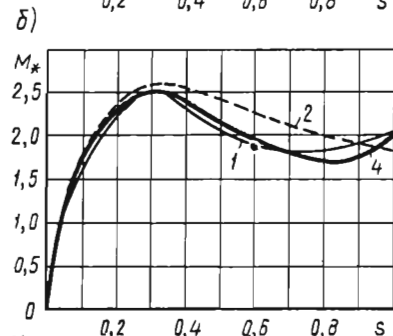
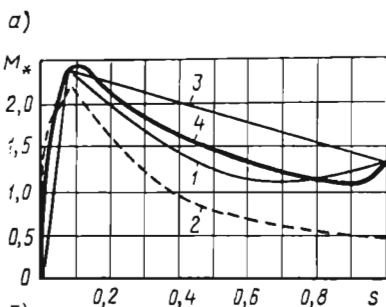


Рис. 4.4. Механические характеристики некоторых асинхронных двигателей серии 4А: основное исполнение 37 кВт (а), основное исполнение 1,5 кВт (б), с повышенным пусковым моментом 30 кВт (в):

1 — по (4.27) и (4.29), 2 — по (4.22), 3 — по (4.28), и (4.29), 4 — по опыту

Формулы (4.22) ... (4.24) являются приближенными и дают погрешности, так как не учитывают падение напряжения в обмотках статора. Особенно велика погрешность при переходе из двигательного режима в генераторный. Однако для исследования одного режима выведенные формулы дают приемлемую точность. Объясняется это тем, что в области малых скольжений от $s=0$ до $s_{\text{кр}}$ магнитный поток изменяется незначительно и, следовательно, в этой области указанные формулы не могут дать большой погрешности, тем более что точки механической характеристики при $s=0$ и $s_{\text{кр}}$ являются фиксированными.

При скольжении, близком к единице, эти формулы, казалось бы, должны давать завышенные значения момента, так как при больших токах сильнее сказывается падение напряжения в статоре. Однако в реальных машинах при скольжениях, близких к единице, уменьшаются сопротивления R_2 и X_2 из-за явления вытеснения тока в проводниках и насыщения коронок зубцов, что ведет к увеличению момента. В ре-

зультате оказывается, что погрешность, обусловленная пренебрежением падения напряжения в статоре, и погрешность, вызванная изменением параметров ротора, взаимно противоположны, вследствие чего точность указанных приближенных формул достаточна для практических целей. Еще большую точность дают формулы (4.22а) ... (4.26), которые учитывают сопротивление обмотки статора.

На основании изучения механических характеристик современных электродвигателей, снятых экспериментальным путем, можно сделать следующие выводы:

экспериментально полученные кратности максимального, минимального и пускового моментов примерно на 10% больше значений, установленных в ГОСТе. Поэтому формула механической характеристики должна основываться на относительных значениях моментов $M_{\max*}$, $M_{\min*}$ и $M_{п*}$, установленных в ГОСТе;

точную формулу механической характеристики $M=f(s)$, основанную на анализе схемы замещения с переменными параметрами, получить весьма трудно, поэтому лучше пользоваться формулой, полученной на основании опытных данных;

двигатели по виду механических характеристик можно условно разделить на две группы: с жесткими характеристиками ($s_{кр} \leq 0,15$) и с мягкими характеристиками ($s_{кр} \geq 0,15$);

механическую характеристику целесообразно разбить на две зоны. В первой зоне от $s=1$ до $s_{кр}$ для всех современных короткозамкнутых двигателей с беличьей клеткой, выполненной из алюминия, ее целесообразно аппроксимировать квадратичной зависимостью момента от скольжения, проходящей по точкам с координатами: $(M_{п*}, s=1)$; $(M_{\min*}, s_{\min})$ и $(M_{\max*}, s_{кр})$, т. е.

$$M_* = a_0 + a_1 s + a_2 s^2, \quad (4.27)$$

где $a_0 = M_{п*} - (a_1 + a_2) > 0$; $a_1 = -2a_2(a_2 - \sqrt{M_{п*} - M_{\min*}}) < 0$;

$a_2 = (\sqrt{M_{\max*} - M_{п*}} + \sqrt{M_{п*} - M_{\min*}})/(1 - s_{кр}) > 0$; $s_{\min} = (a_2 - \sqrt{M_{п*} - M_{\min*}})/a_2$.

Для двигателей с двойной беличьей клеткой (см. § 5.3) зависимость момента от скольжения в указанной зоне целесообразно заменить прямой, проходящей через точки с координатами: $(M_{п*}, s=1)$ и $(M_{\max*}, s_{кр})$, т. е.

$$M_* = a'_0 + a'_1 s, \quad (4.28)$$

где $a'_0 = (M_{\max*} - M_{п*} s_{кр})/(1 - s_{кр}) > 0$; $a'_1 = (M_{п*} - M_{\max*})/(1 - s_{кр}) < 0$.

Во второй зоне от $s_{кр}$ до $s=0$ для двигателей с жесткими характеристиками, в том числе и для двигателей с двойной беличьей

клеткой, механическую характеристику целесообразно аппроксимировать линейной зависимостью

$$M_* = M_{\max}(s/s_{\text{кр}}), \quad (4.29)$$

а для двигателей с мягкими характеристиками — квадратичной зависимостью:

$$M_* = M_{\max*} - (M_{\max*} - 1) [(s_{\text{кр}} - s)/(s_{\text{кр}} - s_{\text{ном}})]^2. \quad (4.30)$$

На рис. 4.4 приведены механические характеристики некоторых двигателей, полученные по приведенным формулам и экспериментально, которые показывают, что принятая выше аппроксимация обеспечивает достаточную для практических целей точность.

4.2. Влияние на механическую характеристику высших гармоник магнитного поля

Причины, вызывающие возникновение высших гармоник магнитного поля. Магнитное поле в воздушном зазоре асинхронной машины несинусоидальное. В нем, кроме основной гармонической, существует бесконечно большое число высших гармоник поля, которые принято разделять на пространственные и временные.

Пространственные гармоники появляются вследствие несинусоидальности распределения МДС в воздушном зазоре, обусловленной дискретным расположением проводников обмотки в пазах, и неравномерности самого воздушного зазора, вызванного наличием зубцов на статоре и роторе и рядом технологических факторов (эксцентricностью ротора и статора, конусностью ротора, эллипсностью зазора и др.). От основной гармоники поля высшие пространственные гармоники отличаются тем, что они имеют значительно меньшую амплитуду, другое число периодов и другие частоты вращения.

Высшие пространственные гармоники создают ряд *добавочных моментов*, действующих на ротор и оказывающих влияние на механическую характеристику двигателя. Эти моменты подразделяют на *асинхронные, синхронные, вибрационные и реактивные*.

Временные гармоники поля появляются при питании двигателя несинусоидальным напряжением, например при питании его от статического преобразователя частоты, когда к обмотке статора подводится напряжение прямоугольной формы (см. § 6.2), или при включении в цепь обмотки статора нелинейных элементов (нелинейных реакторов, вентилях и др.). В этих случаях токи фаз содержат наряду с основной гармоникой и высшие гармоники, каждая из которых имеет частоту $f_v = \nu f_1$ и создает такой же ряд пространственных гармоник, как и основные гармоники, но вращающиеся в ν раз быстрее.

Гармоники, возникающие при питании двигателя несинусоидальным напряжением, создают *добавочные асинхронные и колебательные моменты*. Все виды высших гармоник (пространственные и временные) приводят к возникновению добавочных потерь мощности в обмотках и магнитопроводе машины.

Рассмотрим более подробно некоторые причины возникновения высших пространственных гармоник, создаваемые в результате несинусоидальности распределения МДС в воздушном зазоре.

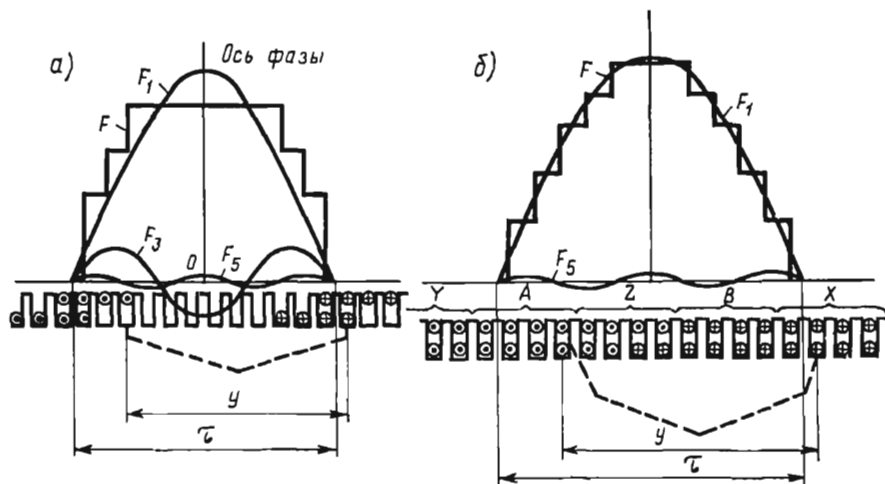


Рис. 4.5. Распределение МДС, создаваемой одной (а) и тремя (б) фазами трехфазной обмотки

Распределение МДС обмотки в симметричной машине представляет собой периодически изменяющуюся кривую, у которой при разложении в гармонический ряд отсутствуют четные гармоники. Применение обмотки с укороченным шагом улучшает форму распределения кривой МДС, но получить этим способом идеальную синусоидальную форму не представляется возможным. На рис. 4.5, а показана в качестве примера кривая МДС одной фазы трехфазной обмотки при $q=4$ и $\beta=y/\tau=0,835$, а на рис. 4.5, б — та же кривая для всей обмотки, полученная путем суммирования МДС каждой из фаз. Сравнивая эти кривые, можно установить, что форма МДС для всей обмотки заметно улучшается. При этом третьи гармоники, довольно сильно выраженные в кривой на рис. 4.5, а, в кривой на рис. 4.5, б взаимно уничтожаются.

В общем случае возникают гармоники порядка $\nu=2mK+1$, где $K=0, 1, 2, 3, \dots$. Для трехфазной обмотки ($m=3$) $\nu=6K\pm 1$, т. е. образуются вращающиеся волны МДС при $\nu=1, 5, 7, 11, 13, \dots$, при этом исчезают гармоники с номерами, кратными трем. Так как полюсное деление ν -й гармоники τ_ν в ν раз меньше полюсного деления τ_1 первой гармоники, а частота ее $f_\nu=f_1$, то образующиеся выс-

шие пространственные гармоники МДС имеют частоту вращения n_v , в v раз меньшую частоты вращения n_1 первой гармоники. Гармоники ряда $6K+1$, т. е. 7, 13, 19 ..., вращаются в ту же сторону, что и первая гармоника, и создают моменты M_v , направленные так же, как и момент M_1 от основной гармоники. Гармоники ряда $6K-1$, т. е. 5, 11, 17 ..., вращаются в противоположную сторону и создают тормозные моменты.

В общем случае амплитудное значение v -й гармоники МДС для m -фазной обмотки

$$F_v = mF_{\phi_v}/2 = \sqrt{2}m\omega_{\phi}k_{o5_v}I/(\pi v p), \quad (4.31)$$

где $F_{\phi_v} = 2\sqrt{2}\omega_{\phi}k_{o5_v}I$ — МДС фазы для v -й гармоники; I и ω_{ϕ} — ток и число последовательных витков в фазе; p — число пар полюсов в машине.

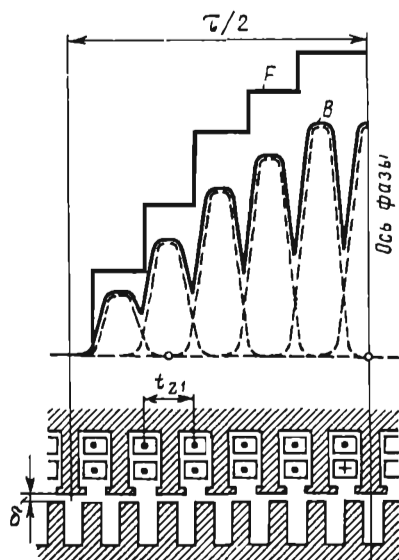


Рис. 4.6. Распределение МДС и индукции в пределах полюсного деления при наличии зубцов на статоре и на роторе

Для некоторых гармоник при $q > 1$ коэффициент распределения $k_{pv} = \pm k_{p1}$ для первой гармоники (например, 17 или 19 для обмотки с $q=3$) (см. табл. 2.1). Эти гармоники называются гармониками зубцового порядка, который определяется формулой

$$v_z = 2mqK \pm 1 = Kz/p \pm 1, \quad (4.32)$$

где $K=1, 2, 3 \dots$. При $K=1$ порядок гармоники v_z близок к количеству зубцов на пару полюсов z/p , откуда и произошло это название. Для трехфазной обмотки $v_z = 6K \pm 1$. При $q=1$ гармониками зубцового порядка являются 5, 7, 11, 13-я; при $q=2$ — 11, 13, 23, 25-я; при $q=3$ — 17, 19, 35, 37-я.

Наибольшую амплитуду имеют первые гармоники зубцового порядка $v_{z1} = z/p \pm 1$, для которых $K=1$. Амплитуды этих гармоник сильно увеличены не только по-

тому, что в (4.31) для МДС соответствующих гармоник обмоточные коэффициенты близки к единице (так же как и обмоточные коэффициенты для первой гармоники), но также из-за значительного влияния зубчатости статора. Если выбрать скос пазов, равный зубцовому делению статора $t_{z1} = 2\pi t/z_1$, то МДС и ЭДС от всех гармоник зубцового порядка существенно ослабляются.

Гармоники, вызванные наличием зубцов и пазов на статоре и роторе. Возникновение этих гармоник объясняется различными

магнитными проводимостями воздушного зазора. Поэтому кривая поля в воздушном зазоре определяется как распределением МДС, так и распределением магнитных проводимостей этого зазора. В результате кривая индукции B , создаваемая обмоткой со ступенчатым распределением МДС, приобретает сложную форму (рис. 4.6) и ее можно представить как сумму кривых индукций B_z , действующих в пределах каждого зубцового деления t_z . Гармони-

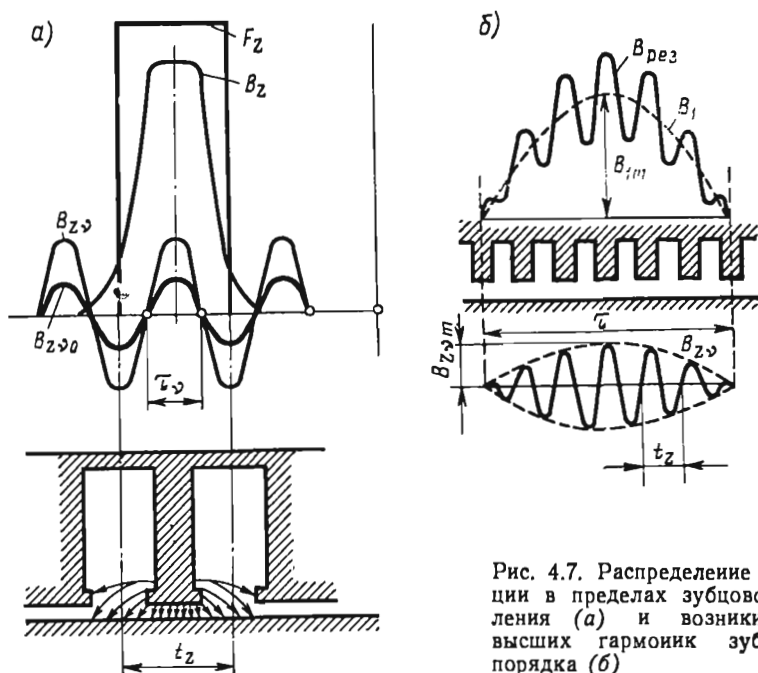


Рис. 4.7. Распределение индукции в пределах зубцового деления (а) и возникновение высших гармоник зубцового порядка (б)

ческие составляющие индукции результирующего поля обмотки можно определить путем суммирования гармонических составляющих индукций полей B_z каждого зубцового деления (рис. 4.7, а). Ввиду симметрии кривой B_z относительно середины зубцового деления при ее разложении в гармонический ряд образуются постоянная составляющая и ряд гармоник B_{zv} . Эти гармоники накладываются на магнитное поле B_1 основной гармоники (рис. 4.7, б), вследствие чего результирующее поле $B_{рез}$ в воздушном зазоре существенно искажается. При гладком статоре или роторе полюсное деление зубцовой гармоники определяется диаметром D и числом зубцов z статора (или ротора) $\tau_z = \pi D/z$.

Амплитуда гармоник зависит от соотношений между геометрическими параметрами зубцово-пазового слоя, числа зубцов и величины воздушного зазора. Отношение амплитуд гармоник индукции B_{zv} и B_{zv0} , найденных с учетом и без учета зубчатости статора и

ротора (рис. 4.7, а), называют коэффициентом влияния пазов для ν -й гармоники C_ν . Наиболее сильными и опасными являются первые гармоники зубцового порядка $\nu_{z1} = z/p + 1$. Коэффициент влияния зубчатости C_ν для этих гармоник при открытых пазах может достигать 3...4.

Зубцовые гармоники имеют ту же частоту, что и основная гармоника, а полюсное деление у них меньше $\tau_z = \tau_1/\nu$. Поэтому частота вращения зубцовых гармоник $n_{\nu z}$ в ν раз меньше частоты вращения n_1 основной гармоники.

При наличии зубцов на статоре и роторе можно считать приближенно, что в воздушном зазоре возникают две группы зубцовых гармоник: ν_{zc} — появляющиеся при зубчатом статоре и гладком роторе и ν_{zp} — при зубчатом роторе и гладком статоре. Если поле от зубцовой гармоники $\nu_{zc} = z_1 \pm p$ индуцирует ЭДС в короткозамкнутой обмотке ротора с z_2 стержнями, то МДС реакции ротора содержит зубцовую гармонику $\nu_{zp} = z_2 - (z_1 \pm p)$. При насыщении зубцово-пазового слоя картина магнитного поля в зазоре существенно усложняется.

На амплитуду зубцовых гармоник влияет соотношение чисел зубцов z_1 и z_2 статора и ротора. Подбирая требуемые соотношения между числами зубцов z_1 и z_2 (например, $z_2 < z_1$), применяя укорочение шага и скос пазов, можно уменьшить амплитуды пространственных гармоник.

Асинхронные моменты возникают в результате взаимодействия ν -х пространственных гармоник поля статора с токами, индуцированными ими в обмотке ротора. В зависимости от направления вращения поля соответствующей гармоники создаваемый ею асинхронный момент M_ν может совпадать с направлением момента M_1 , т. е. с направлением вращения ротора, или же быть направленным против него. Так как в воздушном зазоре машины существуют только нечетные гармоники (кроме гармоник, кратных трем), то результирующий асинхронный момент

$$M_{\text{рез}} = M_1 + M_5 + M_7 + M_{11} + M_{13} + \dots \quad (4.33)$$

Наибольшие амплитуды, кроме первой, имеют пятая и седьмая гармоники поля. Рассмотрим их влияние на механическую характеристику.

Седьмая гармоника поля ν_7 вращается в том же направлении, что и первая, с частотой вращения $n_1/7$. В момент пуска при $s_1 = 1$ момент $M_7 > 0$, т. е. действует согласно с основным электромагнитным моментом M_1 . Когда ротор приходит во вращение ($s_1 < 1$), частота вращения относительно ротора поля седьмой гармоники ν_7 уменьшается и при $n_2 = n_1/7$, т. е. при $s_1 = 6/7 = 0,857$ обращается в нуль (рис. 4.8, а). При этом гармоника ν_7 оказывается неподвижной относительно ротора и не индуцирует ток в его обмотке, поэтому $M_7 = 0$. При дальнейшем увеличении частоты вращения ротора он начинает вращаться быстрее гармоники ν_7 и момент M_7 изменяет свое направление; при этом возникает генераторный режим.

Пятая гармоника магнитного поля ν_5 вращается в обратном направлении. Зависимость момента M_5 от частоты вращения ротора имеет такой же характер, как и M_7 , но синхронное вращение ротора относительно этой гармоники (условие $M_5=0$) имеет место при $n_2 = -n_1/5$. Это происходит в тормозном режиме при $s_1 = 6/5 = 1,2$. Как видно из рис. 4.8, а, добавочные асинхронные моменты M_5 и M_7 искажают кривую результирующего момента $M_{рез}$ и в ней возникают провалы. Точно так же действуют и другие моменты $M_{11}, M_{13}, \dots$.

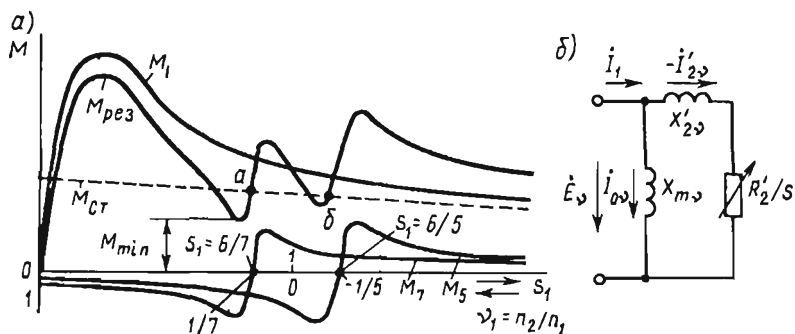


Рис. 4.8. Механическая характеристика асинхронной машины с учетом влияния добавочных асинхронных моментов (а) и схема замещения машины для ν -й гармоники магнитного поля (б)

Наибольшие искажения механической характеристики наблюдаются в зоне скольжений, близких к $s_1 = 1$, в процессе пуска двигателя (точка а на рис. 4.8, а) или при его торможении (точка б), где добавочные асинхронные моменты максимальны. При достаточно большом статическом моменте $M_{ст}$ в этих точках может наступить устойчивый режим при малой частоте вращения ротора. Например, при пуске двигатель может разогнаться только до частоты вращения, соответствующей точке а, и вращаться далее с постоянной частотой ниже номинальной. При пуске опасным является действие прямых гармоник поля, а при электромагнитном торможении — обратных. Согласно ГОСТу, отношение минимального момента в процессе пуска к номинальному ($M_{min}/M_{ном}$) для двигателей мощностью 0,6 ... 100 кВт должно быть не менее 0,8.

Асинхронные моменты от высших гармоник рассчитываются так же, как момент от основной гармоники:

$$M_\nu = c_m \Phi_{\nu m} I_{2\nu} \cos \varphi_{2\nu} \quad (4.34)$$

или

$$M_\nu = \Delta P_{\nu 2\nu} / (\Omega_\nu s_\nu) = m_1 I_{2\nu}'^2 R_{2\nu}' / (\Omega_\nu s_\nu), \quad (4.35)$$

где Ω_ν — угловая скорость магнитного поля и s_ν — скольжение для поля данной гармоники.

Схема замещения для ν -й гармоники (рис. 4.8, б) составляется аналогично Г-образной схеме замещения для первой гармоники, но при этом можно пренебречь активными сопротивлениями R_m и R_1 в цепях намагничивающего и рабочего контуров. Ток I_1 в обмотке статора можно считать заданным, так как он определяется электромагнитными процессами, связанными с основной гармоникой магнитного поля, и рассчитывается по (3.25). При этом условии ток $-I'_{2\nu}$ может рассматриваться как часть тока I_1 , зависящая от скольжения для данной гармоники и сопротивлений схемы замещения (рис. 4.8, б). Его можно определить по формуле

$$-I'_{2\nu} = I_1 \{ jX_{m\nu} [R'_{2\nu}/s_\nu + j(X_{m\nu} + X'_{2\nu})] \}. \quad (4.36)$$

Для высших пространственных гармоник $n_\nu = \pm n_1/\nu$ и скольжение

$$s_\nu = (n_\nu \mp n_2)/n_\nu = [(n_1/\nu) \mp n_1(1-s_1)]/(n_1/\nu) = 1 \mp \nu(1-s_1). \quad (4.37)$$

При $s_\nu = 0$ ток $I'_{2\nu}$ в обмотке ротора не возникает и намагничивающий ток $I_{m\nu}$, образующий ν -ю гармоническую магнитного поля, совпадает с током I_1 . При $s_\nu \neq 0$ в роторе появляется ток $I'_{2\nu}$, который уменьшает намагничивающий ток $I_{m\nu} = I_1 - (-I'_{2\nu})$, т. е. результирующее магнитное поле статора несколько ослабевает.

Из (4.36) и (4.35) следует, что при заданных значениях скольжения s_ν ток $I'_{2\nu}$ и момент M_ν увеличиваются при уменьшении индуктивного сопротивления ротора $X'_{2\nu}$. В двигателях с фазным ротором сопротивление $X'_{2\nu}$ для токов высших гармоник велико, так как ток $I'_{2\nu}$ создает кроме поля ν -й гармоники также весьма большое поле ротора первой гармоники, которое по отношению к индуцирующей ν -й гармонике является полем рассеяния. Индуцированные в фазной обмотке ротора ЭДС от высших гармоник поля малы из-за малых значений обмоточных коэффициентов такой обмотки для этих гармоник. Поэтому добавочный асинхронный момент от высших пространственных гармоник обычно невелик и его искажающим действием можно пренебрегать.

В двигателях с короткозамкнутым ротором сопротивление $X'_{2\nu}$ мало, поэтому ток $I'_{2\nu}$ и создаваемые высшими гармониками добавочные асинхронные моменты могут достигать довольно больших значений. Это происходит потому, что короткозамкнутая обмотка образует ряд элементарных контуров, состоящих из двух соседних стержней и заключенных между ними участков колец, обладающих весьма малым сопротивлением рассеяния по отношению к высшим гармоникам поля. Увеличение числа пазов ротора, т. е. числа стержней, приводит к увеличению добавочного асинхронного момента, обусловленного зубцовыми гармониками статора.

Для уменьшения вредного влияния добавочных асинхронных моментов, созданных зубцовыми гармониками поля, на механическую характеристику рекомендуется выбирать $z_2 \leq 1,25z_1$. Высшие гармоники МДС (за исключением зубцовых гармоник) можно зна-

чительно уменьшить, если использовать двухслойную обмотку с укороченным шагом $\beta=0,8$.

В двигателях с короткозамкнутым ротором с изолированными стержнями обмотки ротора рекомендуется осуществлять скос пазов ротора на одно зубцовое деление. При неизолированных стержнях и скосе пазов увеличиваются добавочные потери от поперечных токов, протекающих между соседними стержнями через зубцы и магнитопровод ротора. Поэтому в таких машинах в качестве компромиссного решения иногда применяют скос пазов ротора на половину зубцового деления.

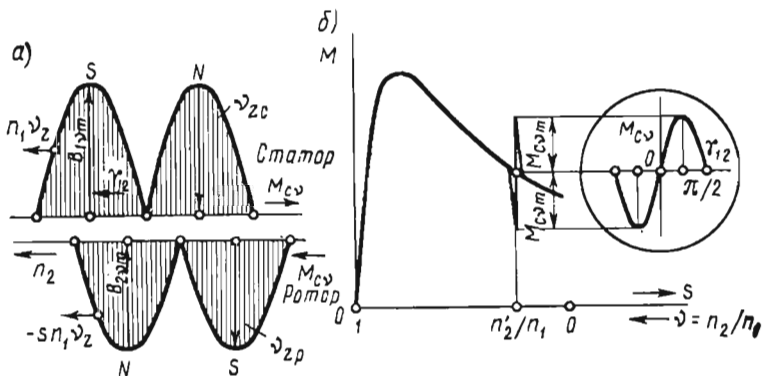


Рис. 4.9. Схема возникновения добавочного синхронного момента при взаимодействии статорных и роторных гармоник магнитного поля (а) и влияние его на механическую характеристику (б)

Синхронные моменты возникают при определенной частоте вращения ротора в результате взаимодействия двух гармоник поля статора и ротора одного зубцового порядка ν_z (или имеющих одинаковые полюсные деления τ_{ν_z}), одна из которых создается током статора I_1 частоты f_1 , а другая — током ротора I_2 частоты $f_2 = sf_1$, при определенной частоте вращения ротора, когда эти поля неподвижны относительно друг друга. Синхронными их называют потому, что соответствующие гармоники статора и ротора создаются независимо друг от друга, так же как и магнитные поля статора и ротора в синхронной машине.

В общем случае гармоники поля статора и ротора $\nu_{zc} = \nu_{zp} = \nu_z$ вращаются несинхронно друг с другом и создают знакопеременный момент M_{cv} , среднее значение которого равно нулю. Однако при некоторой частоте вращения ротора n'_2 такие гармоники могут вращаться синхронно, в этом случае возникающий электромагнитный момент M_{cv} оказывает воздействие на движение ротора. Наиболее сильные синхронные моменты возникают при взаимодействии первых гармоник зубцового порядка.

Допустим, что гармоники статора и ротора, имеющие одинаковый порядок, вращаются в противоположном направлении

(рис. 4.9, а). Прямая гармоника статора с амплитудой B_{1vm} вращается относительно статора с частотой n_1/v_z . Обратная гармоника ротора с амплитудой B_{2vm} вращается относительно ротора с частотой $-s_1 n_1/v_z = -(n_1 - n_2)/v_z$, а относительно статора — с частотой $n_2 - (n_1 - n_2)/v_z$. Таким образом, гармоники v_{zp} и v_{zc} вращаются по отношению друг к другу с частотой

$$n_{12} = n_1/v_z - [n_2 - (n_1 - n_2)/v_z]. \quad (4.38)$$

В общем случае при $s_1 \neq 1$ гармоники ротора и статора вращаются несинхронно и их взаимное расположение определяется углом γ_{12} , непрерывно изменяющимся в соответствии с изменением частоты вращения n_{12} . Электромагнитный момент M_{cv} , возникающий в результате взаимодействия магнитных полей статорной и роторной гармоник, определяется взаимным расположением этих полей и пропорционален $\sin \gamma_{12}$. При $\gamma_{12} = 0$ и π он равен нулю, при $\gamma_{12} = \pm \pi/2$ — максимален и направлен в сторону (против) вращения ротора.

Воздействие на ротор этот момент оказывает только в том случае, когда магнитные поля статорной и роторной гармоник взаимно неподвижны ($n_{12} = 0$), т. е. когда $n_1/v_z = n_2 - (n_1 - n_2)/v_z$. В рассматриваемом случае этот режим имеет место при частоте вращения ротора

$$n'_2 = 2n_1(v_z + 1). \quad (4.38a)$$

В общем случае синхронные моменты в результате взаимодействия первых гармоник зубцового порядка создаются при двух возможных вариантах между числами пазов статора и ротора. При $z_1 = z_2$ совпадают гармоники $v_{zc} = v_{zp}$ полей статора и ротора, вращающиеся в одинаковом направлении; при этом синхронный момент возникает при неподвижном роторе. В этом случае ротор не обладает запасом кинетической энергии и если синхронный момент больше основного пускового момента двигателя, ротор не может сдвинуться с места. При $z_2 - z_1 = \pm 2p$ совпадают гармоники полей статора и ротора, вращающиеся в противоположных направлениях, и синхронный момент создается при частоте вращения ротора n'_2 , указанной в (4.38a).

В зависимости от взаимного положения зубцовых гармоник полей статора и ротора создается двигательный (когда гармоника поля статора опережает гармонику поля ротора) или тормозной (когда она отстает от гармоники поля ротора) момент. Этот момент изображается на механической характеристике (рис. 4.9, б) в виде определенной точки на вертикальном отрезке между двумя пределами $\pm M_{cvm}$, которые соответствуют углу $\gamma_{12} = \pm \pi/2$ между указанными гармониками. Из-за действия синхронного момента двигатель при пуске может «застыть» на частоте вращения n'_2 и не достигнуть нормальной частоты. Однако рассматриваемый момент действует при пуске весьма кратковременно и обычно легко преодолевается за счет кинетической энергии вращающегося рото-

ра. Поэтому синхронный момент, возникающий при $n_2 \neq 0$, менее опасен, чем асинхронный. Для уменьшения этих моментов целесообразно также осуществить скос пазов ротора на одно зубцовое деление, так как это вызывает соответствующий сдвиг в пространстве взаимодействующих гармоник полей статора и ротора вдоль оси машины.

Вибрационные моменты и силы возникают в асинхронной машине при взаимодействии высших пространственных гармоник статора и ротора, образующих магнитные поля с различными числами полюсов. Взаимодействие их происходит не только при синхронном вращении этих полей (когда они образуют син-

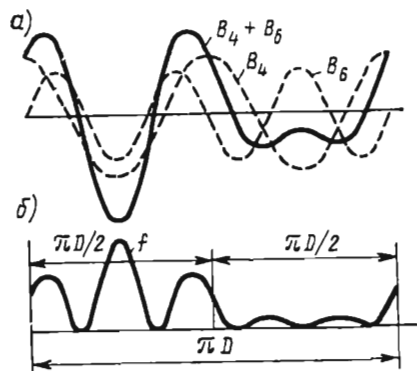


Рис. 4.10. Схема возникновения вибрационных сил от высших гармоник магнитного поля

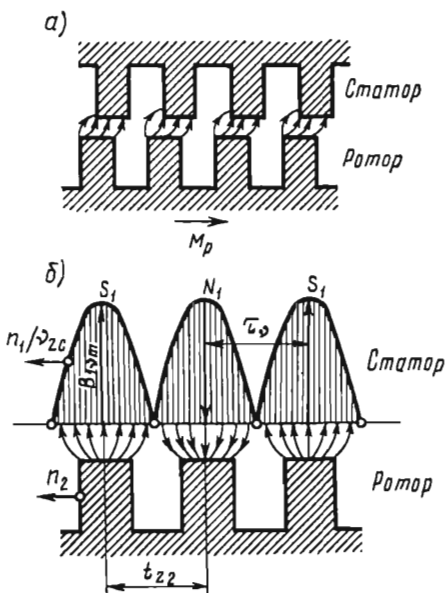


Рис. 4.11. Схема возникновения реактивных моментов от высших гармоник магнитного поля

хронные моменты), но и при других частотах вращения. В этом случае вращающиеся поля образуют периодически изменяющиеся вибрационные моменты, которые в течение одного полупериода направлены в сторону вращения ротора, а в течение последующего полупериода — в противоположном направлении.

Наряду с вибрационными моментами при взаимодействии указанных магнитных полей возникают радиальные силы, вызывающие одностороннее притяжение ротора к статору и биения ротора. При приближении частоты биений к частоте собственных колебаний ротора наблюдается односторонний провал (при двигательном режиме) или всплеск (при генераторном) результирующего момента, сопровождающиеся значительным шумом. Вибрационные силы и моменты, обусловленные зубцовыми гармониками, проявляются особенно сильно, если в воздушном зазоре машины существуют

магнитные поля, числа полюсов которых $2p_1$ и $2p_2$ близки друг другу, т. е. при условии $z_1 - z_2 = \pm 1 \pm 2p$ или $z_1 - z_2 = \pm 2 \pm 4p$.

Например, при наличии двух магнитных полей с числами полюсов $2p=4$ и $2p=6$ и индукциями B_4 и B_6 (рис. 4.10, а) образуются радиальные силы притяжения f , мгновенные значения которых (рис. 4.10, б) пропорциональны $(B_4 + B_6)^2$. При этом сумма сил Σf на одной половине окружности $\pi D/2$ ротора (площадь кривой f , ограниченная длиной $\pi D/2$) значительно больше, чем на другой половине, что приводит к неуравновешенности сил, действующих на ротор. Если рассматриваемые магнитные поля вращаются, то вращается и результирующее усилие $\Sigma f_{\text{рез}}$, вызывающее вибрацию ротора и статора при недостаточной его жесткости или неудовлетворительном креплении к опорной поверхности, а также шум в машине. Увеличению вибрации и шума способствует неравномерность воздушного зазора и ряд механических причин (недостаточная жесткость вала ротора, ослабление крепления его в подшипниках и др.).

При изменении частоты вращения ротора n_2 в период пуска изменяются частота вращения сил $\Sigma f_{\text{рез}}$ и частота вибрации ротора. При некоторых значениях n_2 возникает явление резонанса, при котором существенно возрастает вибрация ротора и шум, возникающий в машине.

Амплитуда вибрационных моментов не зависит от значения нагрузки. Поэтому при небольшой нагрузке в режиме, близком к холостому ходу, амплитуда вибрационных моментов может превзойти значение основного электромагнитного момента двигателя. Это явление может вызвать неравномерность вращения ротора, особенно заметное при малых частотах вращения, когда периоды изменения вибрационного момента достаточно велики. Вибрационные силы и моменты значительно снижаются при скосе пазов ротора.

Реактивные моменты проявляются в асинхронной машине при определенном сочетании чисел зубцов статора z_1 и ротора z_2 . Эти моменты возникают потому, что любое ферромагнитное тело, находящееся в магнитном поле, стремится занять положение, соответствующее наибольшей проводимости магнитной цепи. Наибольшее значения реактивные моменты достигают в случаях, когда $z_1 = z_2$ или когда число полюсов первой гармоники зубцового порядка поля статора оказывается равным числу зубцов ротора, т. е. при $2pv_{z1} = 2(z_1 \pm p) = z_2$. В первом случае зубцы статора и ротор стремятся расположиться друг против друга (рис. 4.11, а), вследствие чего при их взаимном смещении возникает реактивный момент M_p . Под действием момента M_p ротор двигателя с $z_2 = z_1$ при пуске не может тронуться с места. Это явление называют «прилипанием», оно обычно оказывает влияние на работу двигателей небольшой мощности, имеющих малый пусковой момент.

Во втором случае полюсное деление τ_{v2} первой гармоники зубцового порядка статора оказывается равным зубцовому делению

t_{z2} ротора и при некоторой частоте вращения ротора $n_2 = n_v$ зубцы ротора и «полюса» статора располагаются друг против друга (рис. 4.11, б). Поэтому при их взаимном смещении возникает реактивный момент M_p , действующий на механическую характеристику двигателя при частоте вращения $n_2 = n_v$, так же как и синхронный момент от внешних гармоник поля.

Таким образом, все виды рассмотренных выше моментов зависят от соотношения между числами зубцов статора и ротора. Для трехфазных машин к числу неблагоприятных сочетаний этих чисел, при которых появляются значительные добавочные моменты, вибрация и шум, относятся: $z_1 - z_2 = 0, 1, 2, 3, 4$; $z_1 - z_2 = p, p \pm 1$; $z_1 = z_2 = 2p, 2p \pm 2, 2p \pm 3, 2p \pm 4$; $z_1 - z_2 = 3p$.

Эффективным средством устранения вредного влияния высших гармоник на работу асинхронной машины является скос пазов статора или ротора. При проектировании асинхронных двигателей используют таблицы рекомендуемых сочетаний чисел пазов статора и ротора с учетом числа полюсов машины, наличия или отсутствия скоса пазов, формы паза и величины воздушного зазора.

4.3. Влияние на механическую характеристику высших гармоник тока при питании обмотки статора несинусоидальным напряжением

Магнитные поля, созданные высшими гармониками тока. В схемах частотного регулирования, когда асинхронный двигатель получает питание от статического преобразователя частоты, к обмотке статора подводится напряжение прямоугольной или ступенчатой формы. Анализ особенностей работы двигателя от несинусоидального напряжения обычно проводят, разлагая заданную форму кривой напряжения в гармонический ряд и исследуя отдельно действие каждой гармоники. При прямоугольной форме напряжения (рис. 4.12, а) гармонический ряд не содержит четных гармоник:

$$u = (4/\pi)U [\sin \omega t + (\sin 3\omega t)/3 + (\sin 5\omega t)/5 + \dots].$$

Каждая гармоника напряжения, т. е. соответствующая гармоника тока статора, создает магнитное поле, вращающееся с частотой

$$n_v = 60 f_v / p = 60 f_1 v / p = n_1 v, \quad (4.39)$$

где f_v — частота v -й гармоники.

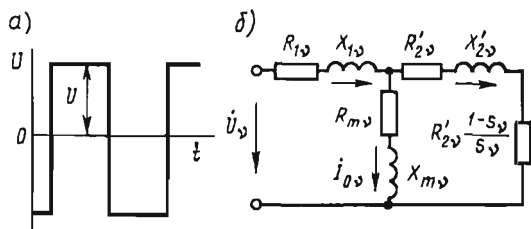


Рис. 4.12. Форма кривой напряжения при питании асинхронной машины от преобразователя частоты (а) и схема ее замещения для токов высших гармоник (б)

Следовательно, магнитные поля, созданные этими гармониками, вращаются гораздо быстрее, чем рассмотренные выше простейшие гармоники поля, частота вращения которых $n_v = n_1/v$.

Если сдвиг по фазе между первыми гармониками МДС трех фаз $\alpha_1 = 120^\circ$, то для высших гармоник этот сдвиг $\alpha_v = 120^\circ v$. Однако для третьей гармоники $\alpha_3 = 360^\circ$, что равносильно отсутствию сдвига по фазе, т. е. третья и другие гармоники, кратные трем, не создают вращающегося поля (МДС указанных гармоник во всех трех фазах обмотки статора совпадают во времени). Из-за различного сдвига по фазе α_v для рассматриваемых гармоник тока

Таблица 4.1

Номер гармоники	Амплитуда	Направление вращения	Скольжение s_v при $s_1=0$	Номер гармоники	Амплитуда	Направление вращения	Скольжение s_v при $s_1=0$
1	1	+	0	15	0,066	0	—
3	0,333	0	—	17	0,059	—	1,06
5	0,200	—	1,20	19	0,052	+	0,95
7	0,143	+	0,86	21	0,047	0	—
9	0,111	0	—	23	0,043	—	1,04
11	0,091	—	1,09	25	0,040	+	0,096
13	0,077	+	0,92				

направления вращения созданных ими магнитных полей различны, так как у них различно чередование максимума токов в фазах. Например, для пятой гармоники $\alpha_5 = 120^\circ \cdot 5 = 600^\circ = 2 \cdot 360^\circ - 120^\circ$, т. е. чередование максимумов тока в фазах является обратным по сравнению с чередованием токов первой гармоники. Следовательно, пятая гармоника магнитного поля вращается в сторону, противоположную направлению вращения основного магнитного поля (поля первой гармоники). Для седьмой гармоники $\alpha_7 = 120^\circ \cdot 7 = 840^\circ = 2 \cdot 360^\circ + 120^\circ$ чередование максимумов тока, а следовательно, и направление вращения поля совпадают с первой гармоникой.

В табл. 4.1 приведены данные для магнитных полей высших гармоник, вычисленные до 25-й гармоники включительно.

Знаком «+» показано совпадение направления вращения поля высшей гармоники с первой, знаком «—» — обратное направление вращения, знаком «0» — неподвижное поле (для третьей гармоники и гармоник, кратных трем).

Асинхронные моменты. Каждая гармоника магнитного поля статора индуцирует в роторе ток, в результате взаимодействия которого с потоком данной гармоники возникает асинхронный момент.

Направление момента определяется направлением вращения поля высшей гармоники относительно основного поля: при совпадении направлений этих полей момент — вращающий, при несовпадении — тормозной.

Значения указанных асинхронных моментов можно определить по схеме замещения (рис. 4.12, б) и формуле (4.35) по упрощенной методике, предложенной В. С. Хвостовым.

Величина скольжения для рассматриваемых гармоник определяется по формуле

$$s_v = (n_v \pm n_2)/n_v = [\nu n_1 \pm n_1(1 - s_1)]/\nu n_1 = [\nu \pm (1 - s_1)]/\nu. \quad (4.40)$$

Так как при номинальном режиме работы скольжение для первой гармоники невелико ($s_{1ном} = 0,02 \dots 0,05$), приближенное значение (при $s_1 = 0$)

$$s_v = (\nu \pm 1)/\nu = 1 \pm 1/\nu. \quad (4.41)$$

Знак «+» в (4.41) соответствует отрицательному направлению поля высшей гармоники. Значения s_v , подсчитанные по (4.41), приведены в табл. 4.1.

Из табл. 4.1 видно, что вращающим моментам соответствует $s_v < 1$; тормозным $s_v > 1$. Данные таблицы показывают, что в первом приближении скольжение для высших гармоник можно принять равным единице.

Индуктивные сопротивления X_{1v} и X_{2v} , обусловленные потоками рассеяния, пропорциональны частоте и берутся кратными номеру гармоники: $X_{1v} = \nu X_1$; $X'_{2v} = \nu X'_2$. Активные сопротивления в машинах небольшой мощности не зависят от частоты. Как показала практика, в машинах средней и большой мощности при высоких частотах имеет место интенсивное вытеснение тока, вследствие чего активные сопротивления увеличиваются с ростом частоты и их можно определять по формулам, аналогичным для индуктивных сопротивлений: $R_{1v} = \nu R_1$; $R'_{2v} = \nu R'_2$.

При расчетах высших гармоник токов намагничивающим контуром схемы замещения можно пренебречь в связи с малостью амплитуд напряжений и повышенной частотой. Поэтому ток в рабочем контуре схемы замещения для машин средней и большой мощности

$$I_v = I_{1v} = I'_{2v} = U_v / [\nu \sqrt{(R_1 + R_2')^2 + (X_1 + X_2')^2}]. \quad (4.42)$$

Для оценки значения асинхронных моментов можно принять электрические потери в роторе $\Delta P_{элв2}$ равными потерям в статоре, т. е. $\Delta P_{элв2} = \Delta P_{элв1}/2 = m_1 I_v^2 (R_{v1} + R'_{v2})/2$, где $\Delta P_{элв}$ — суммарные электрические потери в статоре и роторе. С учетом (4.42) и полученных зависимостей напряжения $U_v = U_1/\nu$ и сопротивлений R_v и X_v от частоты ν -й гармоники имеем

$$\Delta P_{\text{эл.к}} = \frac{m_1 U_v^2 (R_{v1} + R'_{v2})}{2 [(R_{v1} + R_{v2})^2 + (X'_{v1} + X'_{v2})^2]} =$$

$$= \frac{m_1 (U_1/v)^2 (R_1 + R'_2) v}{2 v^2 [(R_1 + R'_2)^2 + (X_1 + X'_2)^2]} = \frac{\Delta P_{\text{эл.к}}}{2 v^3}, \quad (4.43)$$

где $\Delta P_{\text{эл.к}} = m_1 U_{v1}^2 (R_1 + R'_2) / [(R_1 + R'_2)^2 + (X_1 + X'_2)^2]$ — электрические потери в обмотках двигателя в режиме короткого замыкания (при неподвижном роторе) при номинальном синусоидальном напряжении. Электрические потери в обмотках двигателя при коротком замыкании (в начальный момент пуска) $\Delta P_{\text{эл.к}}$ и потери $\Delta P_{\text{эл.ном}}$ при номинальном токе пропорциональны квадратам токов при этих режимах

$$\Delta P_{\text{эл.к}} / \Delta P_{\text{эл.ном}} = (I_{\text{п}} / I_{\text{ном}})^2 = k_{\text{п}}^2, \quad (4.44)$$

где $k_{\text{п}} = I_{\text{п}} / I_{\text{ном}}$ — кратность пускового тока.

Для машин, работающих при номинальном синусоидальном напряжении, $k_{\text{п}} = 5 \dots 7$, а при прямоугольном напряжении $k_{\text{п}} = 3 \dots 5$. Поэтому с учетом (4.44)

$$\Delta P_{\text{эл.к}} = k_{\text{п}}^2 \Delta P_{\text{эл.ном}} / 2 v^3. \quad (4.45)$$

Увеличение электрических потерь в обмотках двигателя при питании его напряжением прямоугольной формы определяется соотношением

$$k_{\text{эл}} = \left(\Delta P_{\text{эл.ном}} + \sum_{v=5}^{\infty} \Delta P_{\text{эл.в}} \right) / \Delta P_{\text{эл.ном}} = 1 + k_{\text{п}}^2 (1/5^3 + 1/7^3 + 1/11^3 + \dots) \quad (4.46)$$

При $k_{\text{п}} = 3 \dots 5$ указанное соотношение составляет приблизительно $1 + k_{\text{п}}^2 / 80 \approx 1,11 \dots 1,30$. Следовательно, в крупных машинах увеличение электрических потерь при питании их несинусоидальным напряжением может быть значительным (оно эквивалентно возрастанию тока на $5 \dots 15\%$). Для уменьшения этих потерь машины, работающие при указанной форме напряжения, выполняют с пониженной кратностью пускового тока $k_{\text{п}} = 3 \dots 5$, т. е. с пониженной перегрузочной способностью. Это обеспечивается путем увеличения индуктивных сопротивлений X_1 и X_2 . В машинах небольшой мощности увеличение электрических потерь в обмотках при питании несинусоидальным напряжением составляет приблизительно $1 + k_{\text{п}}^2 / 500 \approx 1,02 \dots 1,05$, так как у них активные сопротивления R_{1v} и R_{2v} увеличиваются из-за вытеснения тока незначительно.

Электромагнитный момент для высших гармоник, возникающих при питании двигателя несинусоидальным напряжением, согласно (4.34) и (4.43) при $\Omega_v = v \Omega_1$ и $s_v \approx 1$

$$M_v = \Delta P_{\text{эл.к}} / \Omega_v s_v = \Delta P_{\text{эл.к}} / (2 \Omega_1 v^4) = M_{\text{п}} / v^4, \quad (4.47)$$

где M_n — пусковой момент от основной гармоники напряжения при тех же условиях (электрические потери в роторе и статоре одинаковы).

Обычно пусковой момент двигателей с короткозамкнутым ротором $M_n \approx M_{ном}$. Следовательно, моменты от высших гармоник невелики. Приблизительные значения их приведены ниже.

Номер гармоники	5	7	11	13
Отношение M_v/M_n	$-1,6 \cdot 10^{-3}$	$+0,4 \cdot 10^{-3}$	$-0,07 \cdot 10^{-3}$	$+0,035 \cdot 10^{-3}$

В малых машинах, где эффект вытеснения тока в проводниках обмотки статора и ротора невелик, указанные моменты еще меньше $M_v/M_n = 1/v^4 \dots 1/v^5$ (меньшим машинам соответствуют меньшие значения M_v/M_n).

При частотном регулировании двигателей рассматриваемые асинхронные моменты изменяются в соответствии с изменением частоты. Наибольший интерес представляет изменение этих моментов при регулировании частоты вниз от номинальной. В этом случае отношение момента M_{vf} и $M_{vном}$ для v -й гармоники

$$\frac{M_{vf}}{M_{vном}} = \left(\frac{f_{ном}}{f} \right) \left(\frac{U_{vf}^2 R'_{2vf}}{U_{vном}^2 R'_{2vном}} \right) \left(\frac{R_{vном}^2 + X_{vном}^2}{R_{vf}^2 + X_{vf}^2} \right), \quad (4.48)$$

где индексы $vном$ относятся к номинальной, а vf — к пониженной частоте.

Если принять $U_{vf}/U_{vном} = f/f_{ном}$ и $X_{vf}/X_{vном} = f/f_{ном}$, то (4.48) можно преобразовать к виду

$$\frac{M_{vf}}{M_{vном}} = \left(\frac{f_{ном}}{f} \right) \left(\frac{R'_{2vf}}{R'_{2vном}} \right) \left[\frac{(f/f_{ном})^2 R_{vном}^2 + X_{vf}^2}{R_{vf}^2 + X_{vf}^2} \right]. \quad (4.48a)$$

Из (4.48a) следует, что при уменьшении частоты f основной гармоники асинхронные моменты от высших гармоник возрастают. Однако, как показано выше, абсолютная величина рассматриваемых моментов M_v мала и значительно меньше момента M_1 от основной гармоники. Например, для пятой гармоники отношение $M_{vf}/M_{1ном}$ при $f = 0,1 f_{ном}$ составляет менее 1%.

Пульсационные моменты. Кроме асинхронных моментов высшие гармоники тока, появляющиеся при питании обмотки статора несинусоидальным напряжением, создают пульсационные (колебательные) моменты, оказывающие определенное влияние на работу двигателя. Эти моменты возникают в результате взаимодействия токов одних частот с потоками других частот; они знакопеременные, их частота значительно выше основной частоты, а среднее значение равно нулю. Общее количество пульсационных моментов очень велико, так как взаимодействие возникает между всеми гармониками. Однако моменты, возникающие от взаимодействия высших гармоник между собой, пренебрежимо малы. Практически могут иметь значение лишь моменты, образуемые взаимодействием

высших гармоник тока ротора с магнитным потоком основной гармоники. Мгновенное значение такого момента

$$m_{\text{пл}v} = 2c_m \Phi_{1m} I_{2v} \cos[(v \pm 1)\omega t - \psi_v]. \quad (4.49)$$

Знаки «+» и «-» в скобках аргумента зависят от того, совпадает направление вращения волны МДС высшей гармоники с направлением вращения основной гармоники или нет. Например, пятая гармоника МДС имеет отрицательное направление (см. табл. 4.1); следовательно, частота ее относительно МДС первой гармоники: $n_{51} = n_1 - (-n_5) = n_1 - (-5n_1) = 6n_1$. Для седьмой гармоники оба направления вращения совпадают $n_{71} = n_1 - n_7 = n_1 - (-7n_1) = 8n_1$. Таким образом, пульсационные моменты, создаваемые парой соседних гармоник тока ротора с первой гармоникой потока, имеют одну и ту же частоту (в данном случае $6n_1$), но противоположны по знаку.

Обычно достаточно бывает рассмотреть две пары пульсационных моментов: моменты от пятой и седьмой гармоник и моменты от одиннадцатой и тринадцатой гармоник. Амплитудное значение моментов соответствующих пар

$$M_{\text{пл} \max} = M_{v \max} - M_{(v+2) \max} = c_m \Phi_{1m}^2 (I_{2v} - I_{2(v+2)}). \quad (4.50)$$

Так как момент от основной гармоники $M_1 = c_m \Phi_{1m} I_{21} \cos \psi_{21}$, то

$$M_{\text{пл} \max} / M_1 = 2(I_{2v} - I_{2(v+2)}) / I_{21} \cos \psi_{21}, \quad (4.50a)$$

где M_1 , Φ_{1m} , I_{21} и ψ_{21} — значения момента, магнитного потока, тока ротора I_2 и угла ψ_2 для первой гармоники.

Ток I'_{2v} определяется согласно (4.42) и его можно представить в виде

$$I'_{2v} = U_1 / (v^2 \sqrt{(R_1 + R_2')^2 + (X_1 + X_2')^2}) \approx I_k / v^2, \quad (4.51)$$

где $I_k = I_n = U_1 / \sqrt{(R_1 + R_2')^2 + (X_1 + X_2')^2}$ — пусковой ток двигателя при номинальном синусоидальном питающем напряжении.

Полагая при номинальном напряжении $I_{21 \text{ ном}} = I_k / k_p$ и $\cos \psi_{21 \text{ ном}} \approx 1$, получим при прямоугольной форме напряжения

$$M_{\text{пл} \max} / M_{1 \text{ ном}} \approx 2k_{\text{II}} [1/v^2 - 1/(v+2)^2]. \quad (4.52)$$

Значения амплитуд пульсационных моментов, вычисленные по формуле (4.52), при $k_p = 3 \dots 5$, составляют 7...12% от $M_{1 \text{ ном}}$ для момента, изменяющегося с частотой $6n_1$ (от пятой и седьмой гармоник), и 0,8...1,5% для момента, изменяющегося с частотой $12n_1$ (от одиннадцатой и тринадцатой гармоник).

Амплитуды пульсационных моментов не зависят от нагрузки. Поэтому при небольшой нагрузке в режиме, близком к холостому ходу, амплитуда пульсационных моментов может превзойти значение основного электромагнитного момента двигателя. Это явление

может вызвать неравномерность вращения ротора, особенно заметное при малых частотах вращения, когда периоды изменения пульсационного момента достаточно велики.

4.4. Устойчивость работы асинхронного двигателя

Под устойчивостью работы электродвигателя понимают способность двигателя восстанавливать установившуюся частоту вращения при кратковременных возмущениях (изменениях нагрузки, напряжения питающей сети и пр.).

Рассмотрим известное из механики условие равновесия моментов, приложенных к ротору двигателя:

$$M = M_{\text{ст}} + J d\Omega_2/dt, \quad (4.53)$$

где M — электромагнитный момент двигателя; $M_{\text{ст}}$ — статистический момент нагрузки (момент сопротивления механизма, приводимого во вращение, с учетом механических потерь в двигателе); $J d\Omega_2/dt$ — динамический момент, зависящий от момента инерции вращающихся масс J и ускорения ротора $d\Omega_2/dt$.

При $M = M_{\text{ст}}$ ускорение ротора

$$d\Omega_2/dt = (M - M_{\text{ст}})/J = 0, \quad (4.54)$$

т. е. ротор вращается с установившейся частотой. Если $M > M_{\text{ст}}$, ротор ускоряется, а при $M < M_{\text{ст}}$ — замедляется.

Устойчивость зависит от конкретных условий, при которых работает электродвигатель, в частности от формы механических характеристик двигателя и приводимого им во вращение производственного механизма.

На рис. 4.13, а в качестве примера приведены несколько типичных механических характеристик различных производственных механизмов. Для грузоподъемных механизмов (кранов, лифтов, лебедок и т. п.) характерным является неизменность статического момента $M_{\text{ст}} = \text{const}$, т. е. его практическое постоянство независимо от частоты вращения n_2 (прямая 1 на рис. 4.13, а). Вентиляторы, центробежные насосы, гребные винты и прочие механизмы имеют характеристику (кривая 2), при которой нагрузочный момент $M_{\text{ст}} = c n_2^2$, т. е. резко увеличивается с ростом частоты вращения. Эту характеристику часто называют вентиляторной. Бетономешалки, шаровые мельницы и некоторые другие механизмы имеют большое трение в состоянии покоя и при малых частотах вращения, поэтому в таких механизмах с ростом частоты вращения нагрузочный момент падает (кривая 3). Тяговый электропривод обычно имеет характеристику 4, соответствующую уравнению $M_{\text{ст}} = c/n_2$.

Рассмотрим работу асинхронного электродвигателя (механическая характеристика 1, рис. 4.13, б), приводящего во вращение

производственный механизм, у которого нагрузочный момент $M_{ст}$ падает с увеличением частоты вращения (механическая характеристика 2). В этом случае условие $M=M_{ст}$ выполняется в точках A и B при значениях частоты вращения n_A и n_B . Однако в точке B двигатель не может работать устойчиво, так как при малейшем изменении момента $M_{ст}$ (нагрузки) и возникающем в результате этого отклонении частоты вращения от установившегося значения появляется избыточный замедляющий или ускоряющий момент $\pm (M-M_{ст})$, увеличивающий это отклонение. Например, при случайном небольшом увеличении статического момента $M_{ст}$ ротор двигателя замедляется, а его частота вращения n_2 уменьшается. При работе машины в режиме, соответствующем точке B , т. е. на части $M_{max}-P$ характеристики 1, это приведет к уменьшению электромагнитного момента M , т. е. к еще большему возрастанию разности $M-M_{ст}$. В результате ротор продолжает замедляться до

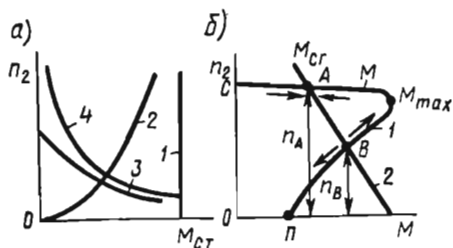


Рис. 4.13. Механические характеристики некоторых производственных механизмов (а) и графики для определения статической устойчивости асинхронного двигателя (б)

полной остановки. При случайном уменьшении статического момента ротор ускоряется, что приведет к дальнейшему увеличению момента M и еще большему ускорению до тех пор, пока машина не перейдет в режим работы, соответствующий точке A . В точке A режим работы двигателя устойчивый, так как при случайном увеличении момента $M_{ст}$ и замедлении ротора (т. е. уменьшении частоты вращения n_2) электромагнитный момент двигателя M возрастает. Когда момент M станет равным новому значению $M_{ст}$, двигатель снова будет работать с установившейся, но несколько меньшей частотой вращения.

Таким образом, асинхронный двигатель при работе на части $C-M_{max}$ механической характеристики обладает свойством внутреннего саморегулирования, благодаря которому его вращающий момент автоматически регулируется по закону $M=M_{ст}$. Это регулирование осуществляется за счет увеличения или уменьшения частоты вращения ротора n_2 , т. е. система регулирования является статической.

Сравнивая условия работы двигателя в точках A и B , можно сказать, что работа двигателя устойчивая, если с увеличением частоты вращения n_2 статический момент $M_{ст}$ уменьшается медленнее, чем электромагнитный момент двигателя M . Это условие можно записать в следующем виде:

$$\boxed{dM/dn_2 < dM_{ст}/dn_2.}$$

$$(4.55)$$

Оно выполняется практически для всех механизмов с падающими характеристиками $M_{ст} = f(n_2)$ (например, кривые 3 и 4 на рис. 4.13, а) и с характеристиками, не зависящими от частоты вращения (кривая 1), если двигатель работает на участке $C—M_{max}$ характеристики 1 (рис. 4.13, б). Следовательно, двигатель, приводящий во вращение подобные механизмы, может устойчиво работать только в диапазоне изменения скольжения $0 < s < s_{кр}$. При $s > s_{кр}$, т. е. на части $M_{max}—П$ механической характеристики 1, устойчивая работа становится невозможной.

При работе электродвигателя совместно с производственным механизмом, имеющим вентиляторную характеристику (кривая 2 на рис. 4.13, а), устойчивая работа возможна и на части $M_{max}—П$ механической характеристики, т. е. при $s > s_{кр}$. Однако допускать работу при скольжениях, больших критического, не следует, так как при этом резко уменьшается КПД двигателя, а потери мощности в его обмотках становятся настолько большими, что могут в короткое время вывести двигатель из строя.

Практически условие (4.55) является необходимым, но недостаточным. В эксплуатации возможны не только кратковременные небольшие изменения $M_{ст}$, но и существенные увеличения нагрузочного момента при резких изменениях режима работы. Когда двигатель работает при скольжении, меньшем $s_{кр}$, но близком к нему, случайная перегрузка двигателя может привести к его остановке при $M_{ст} > M_{max}$. Поэтому максимальный момент иногда называют *опрокидывающим моментом*.

При больших перегрузках устойчивость работы двигателя обеспечивают выбором номинального момента $M_{ном} < M_{max}$. Отношение $k_m = M_{max}/M_{ном}$, называемое *кратностью максимального момента* или *перегрузочной способностью*, регламентируется ГОСТом. Величина перегрузочной способности для различных двигателей различна: $k_m = 1,7 \dots 3,5$. Большие значения k_m имеют двигатели, предназначенные для работы с большими перегрузками: крановые, металлургические и т. п.

Увеличение перегрузочной способности асинхронного двигателя ведет к возрастанию его габаритов и массы или к снижению энергетических показателей. Из (4.5) видно, что величина максимального момента приблизительно обратно пропорциональна индуктивным сопротивлениям $(X_1 + X'_2)$ обмоток. Для увеличения перегрузочной способности двигателя приходится уменьшать эти сопротивления, т. е. числа витков обмоток статора и ротора. Это приводит к возрастанию магнитного потока (а следовательно, увеличению сечения магнитопровода) и тока холостого хода. Поэтому двигатели с повышенным значением k_m имеют большие габариты и массу, а ток холостого хода у них достигает 40...60% от номинального.

Большое значение для обеспечения устойчивой работы асинхронных двигателей имеет качество электроснабжения. Вращающий момент асинхронного двигателя зависит от квадрата питающе-

го напряжения [см. (4.1) и (4.5)]. Поэтому даже незначительное уменьшение напряжения сказывается на величине максимального момента, а значительное уменьшение может вызвать остановку двигателя.

На рис. 4.14, а, б для примера приведены механические характеристики асинхронного двигателя при номинальном напряжении $U_1 = U_{\text{ном}}$ (кривая 1) и напряжении $U_1 = 0,7 U_{\text{ном}}$ (кривая 2). Во втором случае электромагнитный момент уменьшается примерно в 2 раза, и работа двигателя при номинальной нагрузке становится невозможной. В СССР общесоюзным стандартом установлено, что длительное изменение напряжения в электрических сетях, питающих силовое оборудование, не должно отличаться от номинального более чем на -5% и $+10\%$.

4.5. Рабочие характеристики асинхронного двигателя

Рабочими характеристиками называют графические зависимости частоты вращения n_2 (или скольжения s), момента на валу M_2 , тока статора I_1 , коэффициента полезного действия η и $\cos \varphi_1$ от полезной мощности P_2 при $U_1 = \text{const}$ и $f_1 = \text{const}$. Их определяют экспериментально или путем расчета по схеме замещения или круговой диаграмме.

Примерный вид рабочих характеристик асинхронного двигателя показан на рис. 4.15. Частота вращения $n_{2*} = n_2/n_1$, ток статора $I_{1*} = I_1/I_{\text{ном}}$, момент на валу $M_{2*} = M_2/M_{\text{ном}}$, потребляемая $P_{1*} = P_1/P_{\text{ном}}$ и полезная $P_{2*} = P_2/P_{\text{ном}}$ мощности приведены на графике в относительных единицах. Рабочие характеристики строят только для зоны практически устойчивой работы двигателя, т. е. до скольжения $s = (1,1 \dots 1,2) s_{\text{ном}}$.

Частота вращения ротора. При переходе от режима холостого хода к режиму полной нагрузки частота вращения n_2 изменяется обычно незначительно, так как при проектировании двигателей с целью уменьшения потерь мощности в роторе $\Delta P_{\text{эл}2}$ стремятся, чтобы скольжение при номинальном режиме не превышало $0,02 \dots 0,06$. Следовательно, скоростная характеристика асинхронного двигателя является «жесткой». Значения скольжения s и частоты вращения n_2 находят на основании схемы замещения (рис. 4.2, в), как указано в § 4.1; можно также построить характеристики $n_2 = f(P_2)$ и $n_2 = f(M)$ по приближенным значениям n_2 , P_2 и M , полученным из круговой диаграммы. Для этого задаются рядом точек на окружности токов и находят соответствующие им величины полез-

ной мощности, электромагнитного момента и скольжения. При расчетах, не требующих большой точности, полезную мощность P_2 принимают равной $P_{\text{мех}}$ (пренебрегая потерями мощности $\Delta P_{\text{мех}}$), т. е. считая, что она пропорциональна отрезку $\overline{AF}$ на круговой диаграмме (см. рис. 3.10). Более точно ее определяют построением на круговой диаграмме специальной линии полезной мощности $O''K$ (на рисунке не показана), которую получают, соединяя точку O''

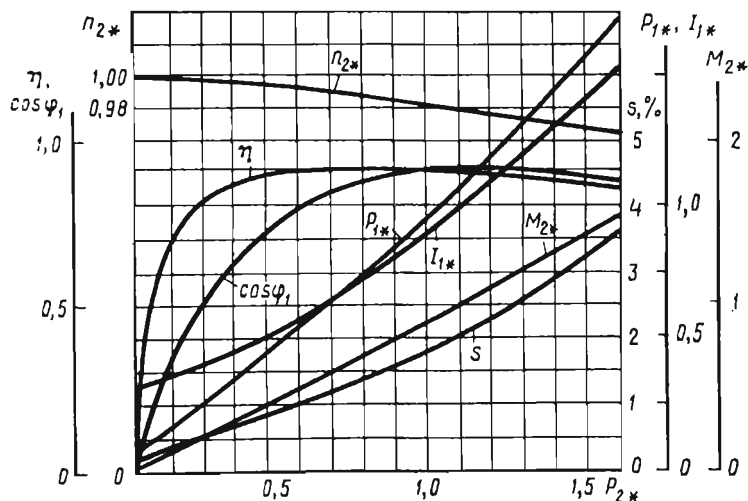


Рис. 4.15. Рабочие характеристики асинхронного двигателя

реального холостого хода с точкой K (в режимах, соответствующих точкам O'' и K , мощность $P_2 = 0$). В этом случае величина P_2 пропорциональна отрезку, заключенному между окружностью токов и линией $O''K$. Электромагнитный момент пропорционален отрезку $\overline{AF}$ круговой диаграммы. Чтобы определить максимальный момент (см. рис. 3.11), через точку A_M проводят касательную к окружности токов параллельно линии OT и из этой точки опускают перпендикуляр на диаметр окружности токов. Максимальный момент пропорционален отрезку $\overline{A_M E_M}$, где E_M — точка пересечения перпендикуляра с прямой OT . Более точно указанные значения мощностей и моментов определяются по круговым диаграммам (см. рис. 3.14 ... 3.17).

Вращающий момент на валу двигателя. Момент M_2 связан с полезной мощностью P_2 соотношением

$$M_2 = P_2 / \Omega_2, \quad (4.56)$$

где $\Omega_2 = 2\pi n_2 / 60$.

Так как Ω_2 изменяется мало, зависимость $M_2=f(P_2)$ близка к линейной. Момент M_2 на валу двигателя несколько меньше электромагнитного момента M , значение которого определяют по схеме замещения (рис. 4.1, в) или менее точно по круговой диаграмме;

$$M_2 = M - M_T, \quad (4.57)$$

где $M_T = \Delta P_{\text{мех}} / \Omega_2$ — момент, обусловленный трением в двигателе.

Ток статора. Ток статора определяют по схемам замещения (см. рис. 4.1, а, з) или менее точно получают по круговым диаграммам (см. рис. 3.14 ... 3.17) непосредственным измерением отрезков, соединяющих начало координат O' с точками A_1, A_2, A_3 и т. д. на окружности токов. Активная составляющая тока I_1 пропорциональна полезной мощности. Реактивная составляющая в диапазоне рабочих нагрузок изменяется мало, так как она определяется главным образом током холостого хода, который составляет 20 ... 40% от номинального тока.

4.6. КПД и коэффициент мощности асинхронного двигателя

КПД электродвигателя определяется выражением

$$\eta = 1 - \Sigma \Delta P / P_1,$$

где P_1 — мощность, поступающая в обмотку статора; $\Sigma \Delta P$ — сумма электрических, магнитных, механических и добавочных потерь (см. рис. 3.3).

КПД современных асинхронных двигателей при номинальной нагрузке для машин мощностью свыше 100 кВт составляет 0,92 ... 0,96, мощностью 1 ... 100 кВт — 0,7 ... 0,9, а микромашин — 0,4 ... 0,6 (большие значения КПД относятся к машинам большей мощности).

Таблица 4.2

Потери	% от общих потерь	Факторы, влияющие на потери
$\Delta P_{\Sigma 1}$	35 ... 40	Размер проводников обмотки статора
$\Delta P_{\Sigma 2}$	15 ... 20	Размер проводников (стержней и колец) ротора
ΔP_{Σ}	15 ... 25	Марка стали, ее толщина и масса
$\Delta P_{\text{мех}}$	5 ... 10	Марка подшипников, конструкция подшипникового узла
$\Delta P_{\text{д}}$	1 ... 5	Конструкция и технология изготовления двигателя

Примерное распределение потерь в четырехполюсном асинхронном двигателе мощностью 1 ... 5 кВт приведено в табл. 4.2.

Для большинства электрических машин зависимость η от полезной мощности P_2 имеет такой же характер, как и для трансформатора.

При изменении нагрузки электрической машины отдельные виды потерь изменяются по-разному: электрические потери $\Delta P_{эл}$ в обмотках статора и ротора, а также добавочные потери ΔP_d изменяются пропорционально квадрату тока нагрузки: электрические потери в щеточном контакте $\Delta P_{щ,эл}$ (в двигателях с фазным ротором) изменяются пропорционально току в первой степени, механические $\Delta P_{мех}$ и магнитные ΔP_m потери остаются практически постоянными — такими же, как при холостом ходе, если напряжение машины U_1 и частота ее вращения n_2 не изменяются. По этому признаку все виды потерь можно разделить на две группы: *постоянные потери* $\Delta P_{пост} = \Delta P_m + \Delta P_{мех}$ и *переменные потери* $\Delta P_{пер} = \Delta P_{эл} + \Delta P_{щ,эл} + \Delta P_d$, которые можно приближенно считать пропорциональными квадрату тока нагрузки (обычно величина потерь $\Delta P_{щ,эл}$ мала по сравнению с $\Delta P_{эл}$). Мощность P_2 , отдаваемая машиной ($P_{эл}$ в генераторах и $P_{мех}$ в двигателях), пропорциональна току нагрузки I в первой степени, поэтому зависимость КПД от тока нагрузки

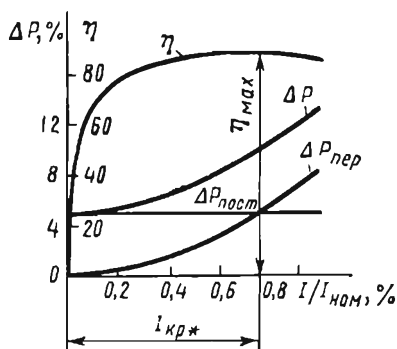


Рис. 4.16. Кривая КПД асинхронного двигателя и зависимость его потерь от тока нагрузки

$$\eta = P_2/P_1 = P_2/(P_2 + \Delta P_{пост} + \Delta P_{пер}) = AI/(AI + B + CI^2), \quad (4.58)$$

где A, B, C — постоянные.

Из (4.58) следует, что при изменении нагрузки электрической машины КПД ее изменяется, как показано на рис. 4.16. При холостом ходе $\eta = 0$, так как полезная мощность P_2 отсутствует. При увеличении нагрузки КПД возрастает за счет увеличения P_2 , но одновременно быстрее, чем P_2 , возрастают переменные потери $\Delta P_{пер}$, поэтому при некотором токе $I_{кр}$ рост КПД прекращается и в дальнейшем он начинает уменьшаться. Если взять производную $d\eta/dI$ и приравнять ее к нулю, то можно получить условие максимума КПД — он имеет место при такой нагрузке, когда $\Delta P_{пер} = \Delta P_{пост}$.

При проектировании электрической машины обычно стремятся так распределить потери мощности, чтобы указанное условие выполнялось при наиболее вероятной нагрузке машины, несколько меньшей номинальной. Во вращающихся электрических машинах средней и большой мощности это условие выполняется при нагрузках 60 ... 85% от номинальной.

При увеличении номинальной мощности относительная величина суммарных потерь уменьшается. Следовательно, должен возрастать и КПД машины. Эта закономерность проявляется во всех видах вращающихся электрических машин и в трансформаторах — машины большей номинальной мощности всегда имеют соответственно и больший КПД и, наоборот, КПД машины малой мощности и микромашин обычно невелик.

При расчете КПД асинхронных двигателей электрические потери в обмотках статора $\Delta P_{эл1}$ и ротора $\Delta P_{эл2}$ определяются по формулам:

$$\Delta P_{эл1} = m_1 I_1'^2 R_1; \quad \Delta P_{эл2} = m_1 I_2'^2 R_2'. \quad (4.59)$$

Магнитные потери в стали при холостом ходе асинхронных двигателей мощностью до 100 кВт и полузакрытыми пазами статора, сердечники которых собраны из изолированных листов электротехнической стали [1],

$$\Delta P_m = \Delta P_{ма1} + \Delta P_{ма2} [1 + 20 \sqrt{t_1 (k_\delta - 1)^3}], \quad (4.60)$$

где $\Delta P_{ма1} = 1,6 p_{1,0/50} B_{a1}^2 M_{a1} \sqrt{(f_1/50)^3}$ — потери в стали спинки статора, Вт; $\Delta P_{ма2} = 1,8 p_{1,0/50} B_{z1}^2 M_{z1} \sqrt{(f_1/50)^3}$ — потери в стали зубцов статора, Вт; $p_{1,0/50}$ — удельные потери в стали согласно ГОСТу для соответствующих марок электротехнических сталей, Вт/кг; M_{a1} , M_{z1} — расчетная масса спинки и зубцов статора соответственно; B_{a1} и B_{z1} — индукции в этих частях машины; k_δ — коэффициент воздушного зазора; t_1 — зубцовое деление.

Формула (4.60) учитывает как основные, так и добавочные потери в стали при холостом ходе двигателя.

Для асинхронных двигателей мощностью свыше 100 кВт с полуоткрытыми или открытыми пазами статора методикой завода «Электросила» рекомендуется магнитные потери (Вт) в стали определять по формуле

$$\Delta P_m = C_m p_{1,0/50} (M_{a1} B_{a1}^2 + M_{z1} B_{z1}^2) \sqrt{(f_1/50)^3}, \quad (4.61)$$

где C_m — коэффициент, зависящий от формы пазов статора и ротора, который принимают равным 2 при полуоткрытом пазе статора и полузакрытом пазе короткозамкнутого и фазного ротора; 2,7... 3,0 — при открытом пазе статора и короткозамкнутом роторе с $0,8z_1 \leq z_2 \leq 1,25z_1$.

Механические потери (Вт) асинхронных двигателей со степенью защиты IP44 и способом охлаждения IC01 при внешнем диаметре статора $D_{a1} < 0,5$ м

$$\Delta P_{мех} = C_\tau (n_1/1000)^2 D_{a1}^4 \cdot 10^3, \quad (4.62)$$

где n_1 — частота вращения поля, об/мин; D_{a1} — диаметр статора внешний, м; $C_\tau = 1,3(1 - D_{a1})$ при $2p = 2$ и $C_\tau = 1$ при $2p > 2$.

При $D_{a1} \geq 0,5$ м механические потери можно определить по методике завода «Электросила»

$$\Delta P_{\text{мех}} = C'_\tau D_{a1}^3 \cdot 10^3, \quad (4.63)$$

где $C'_\tau = 36,5; 15,0; 7,0; 3,5; 2,0; 2,0$ при числе полюсов машины 2; 4; 6; 8; 10; 12 соответственно.

Механические потери (Вт) двигателей со степенью защиты IP23(22) и способом охлаждения IC01 при радиальной вентиляции без радиальных каналов с вентиляционными лопатками на торцах ротора рекомендуется определять по формуле

$$\Delta P_{\text{мех}} = C'_\tau (n_2/1000)^2 D_{i1}^3 \cdot 10^3, \quad (4.64)$$

где D_{i1} — внутренний диаметр статора, м. Для $2p=2$, $C''_\tau=6$ при $D_{i1} > 0,25$ м и $C''_\tau=5$ при $D_{i1} \leq 0,25$ м; для $2p > 2$ $C''_\tau=7$ при $D_{i1} > 0,25$ м и $C''_\tau=6$ при $D_{i1} \leq 0,25$ м.

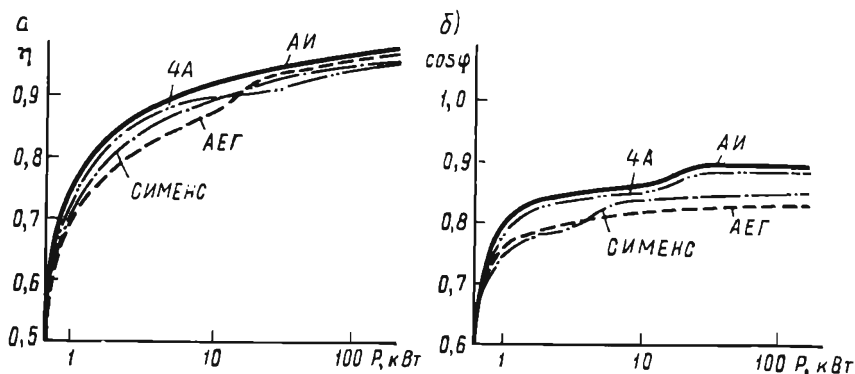


Рис. 4.17. Зависимости КПД и $\cos \varphi_1$ от мощности двигателей

Условные добавочные потери асинхронных двигателей ΔP_d в соответствии с ГОСТ 11828—75 принимаются равными 0,5% потребляемой мощности P_1 .

Для снижения потерь энергии в двигателях применяют следующие меры:

оптимальное проектирование и повышение качества изготовления двигателей;

рациональный выбор системы электропривода;

улучшение условий эксплуатации.

При проектировании асинхронных двигателей стремятся всемерно улучшать их энергетические показатели, в ряде случаев за счет увеличения расхода активных материалов. Проектирование электродвигателей в СССР ведется по минимуму суммарных затрат в народном хозяйстве: на их производство (стоимость материалов и рабочей силы) и эксплуатацию (стоимость электроэнергии при эксплуатации двигателей). При этом принимают, что средняя

нагрузка составляет $0,6 P_{\text{ном}}$. Поэтому при проектировании современных электродвигателей максимальное значение КПД достигается при $P=0,6 P_{\text{ном}}$, а в диапазоне нагрузок $0,6 \dots 1,0$ от номинальной КПД остается приблизительно одинаковым. На рис. 4.17, а, б приведены зависимости КПД и $\cos \varphi_1$ для современных четырехполюсных двигателей от номинальной мощности. В частности, КПД и $\cos \varphi_1$ двигателей серии АИ на $1 \dots 1,5\%$ больше, чем у серии 4А. В новой унифицированной серии высоковольтных асинхронных двигателей мощностью от 200 до 1 000 кВт, разработанных Интерэлектро, КПД также увеличен на $1 \dots 2\%$ по сравнению со старыми сериями.

Для снижения потерь в новых унифицированных сериях электродвигателей (АИ и др.) применены ряд конструктивно-технологических мероприятий. К их числу относятся:

1. Применение холоднокатаной электротехнической стали 2212 вместо стали 2013, так как последняя требует высокотемпературной термообработки отштампованных листов магнитопровода в нейтральной среде, причем нарушение режима термообработки вызывает резкое увеличение потерь в стали, что снижает КПД на $2 \dots 3\%$. Сталь 2212 имеет электроизоляционное покрытие и при ее использовании отпадает необходимость термообработки и обеспечивается более стабильное качество магнитопроводов.

2. Применение для статоров одно-двухслойной обмотки и двухслойной обмотки с укладкой лобовых частей «в развалку». Эти виды обмоток позволяют осуществлять их механизированную укладку и обеспечивают уменьшение длины лобовых частей примерно на 20% , что приводит к снижению расхода обмоточной меди на 10% . Так как электрические потери в лобовых частях обмотки электродвигателя могут достигать от 25 до 50% потерь во всей обмотке (в зависимости от числа полюсов), то эти меры обеспечивают увеличение КПД приблизительно на $1,5\%$.

3. Повышение точности механической обработки всех узлов и деталей машины и шихтовки листов магнитопровода статора, что позволило получить более равномерный воздушный зазор и применить легкие шарикоподшипники с улучшенными виброакустическими характеристиками. Эти меры, а также усовершенствование вентиляции узла обеспечило уменьшение механических потерь.

4. Усовершенствование технологии заливки ротора, позволяющее осуществить высокую монолитность беличьей клетки и короткозамыкающих колец, обеспечило снижение потерь в обмотке ротора.

5. Выбор рациональных соотношений числа зубцов статора и ротора для двигателей с различным числом полюсов, большая равномерность воздушного зазора и другие указанные выше меры в части рационального выбора схемы обмотки статора и усовершенствования технологии изготовления машины обеспечили снижение добавочных потерь.

Коэффициент мощности. Коэффициент мощности двигателя определяют по схеме замещения (рис. 4.2, *з*). При этом ток статора

$$i_1 = i_{0a} + i = i_{0a} + i_a + i_p \text{ или } i_1 = \sqrt{(i_a + i_{0a})^2 + i_p^2},$$

где I_a и I_p — активная и реактивная составляющие тока I , соответственно равные

$$I_a = U_1 \cos \varphi' / Z; \quad I_p = U_1 \sin \varphi' / Z,$$

где $\cos \varphi' = (R_1 + R_{\text{экр}}) / Z$; $\sin \varphi' = (X_1 + X_{\text{экр}}) / Z$ — функции угла сдвига фаз φ' между векторами $\dot{U}$ и I , Z — определяется по (4.8).

Следовательно,

$$I_a = (U_1 R_{\text{экр}} / Z^2) (1 + R_1 / R_{\text{экр}}); \quad (4.65)$$

$$I_p = (U_1 R_{\text{экр}} / Z^2) [(X_1 + X_{\text{экр}}) / R_{\text{экр}}]. \quad (4.66)$$

Подставив в (4.65) и (4.66) значение $Z^2 / R_{\text{экр}} = R_2'' / s + 2R_1 + R_2''' s$, где R_2'' и R_2''' взяты из (4.10), получим:

$$I_a = \frac{U_1 (1 + R_1 / R_{\text{экр}})}{R_2'' / s + 2R_1 + R_2''' s}; \quad (4.67)$$

$$I_p = \frac{U_1 [(X_1 + X_{\text{экр}}) / R_{\text{экр}}]}{R_2'' / s + 2R_1 + R_2''' s}; \quad (4.68)$$

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_p^2}. \quad (4.69)$$

В исходной схеме замещения (рис. 4.2, *а*) не точно учитываются потери в обмотке статора: по схеме $\Delta P_{\text{эл1}} = m_1 I^2 R_1$, а фактически $\Delta P_{\text{эл1}} = m_1 I_1^2 R_1$. Допущенная погрешность равна $m_1 R_1 (I_1^2 - I^2) = 2I_{0a} (I_a + I_{0a}) m_1 R_1$. Ее следует учитывать при определении потребляемой мощности P_1 и $\cos \varphi_1$ следующим образом:

$$P_1 = m_1 U_1 (I_a + I_{0a}) (1 + 2R_1 / R_m); \quad (4.70)$$

$$\cos \varphi_1 = [(I_a + I_{0a}) / I_1] (1 + 2R_1 / R_m). \quad (4.71)$$

Из рис. 4.2, *а* видно, что намагничивающий ток при нагрузке I_μ и ток I_2' ротора, приведенный к первичной цепи, соответственно равны:

$$I_\mu = E_1 / X_m; \quad (4.72)$$

$$I_2' = \sqrt{I_a^2 + (I_p - I_\mu)^2}, \quad (4.73)$$

где E_1 — ЭДС первичной цепи при нагрузке, равная

$$E_1 = I \sqrt{R_{\text{экр}}^2 + X_{\text{экр}}^2} = U_1 \sqrt{\frac{R_{\text{экр}}^2 + X_{\text{экр}}^2}{R_{\text{экр}} (R_2'' / s + 2R_1 + R_2''' s)}}. \quad (4.74)$$

При холостом ходе эта ЭДС

$$E_{10} = I_m X_m = \frac{U_1 X_m}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_m)^2}} \approx U_1 \frac{X_m}{X_1 + X_m}. \quad (4.75)$$

При определении пускового тока можно пренебречь составляющей I_{0a} , т. е.

$$I_{1n} = \frac{U_1 \sqrt{(R_1 + R_{эв})^2 + (X_1 + X_{эв})^2}}{(R_1'' + 2R_1 + R_2'') R_{эв}}. \quad (4.76)$$

Приближенно токи I_1 и I_2' и $\cos \varphi_1$ можно определить по круговой диаграмме.

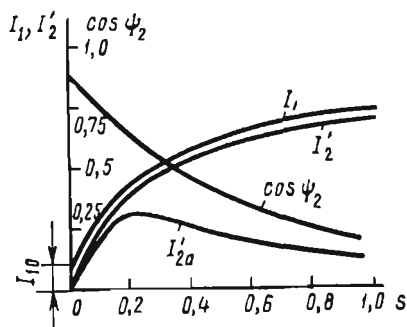


Рис. 4.18. Зависимости токов в обмотках статора и ротора и $\cos \varphi_2$ от скольжения

При переходе от режима холостого хода к режиму номинальной нагрузки коэффициент мощности возрастает от значения $\cos \varphi_1 = 0,08 \dots 0,15$ до некоторой максимальной величины: для двигателей малой и средней мощности (1 ... 100 кВт) $\cos \varphi_1 = 0,7 \dots 0,9$, а для двигателей большой мощности (свыше 100 кВт) $\cos \varphi_1 = 0,90 \dots 0,95$. При дальнейшем росте нагрузки $\cos \varphi_1$ несколько уменьшается. Объясняется это тем, что при возрастании механической нагрузки на валу, т. е. увеличении скольжения s , активная

составляющая тока $I_2'a$ уменьшается (рис. 4.18) из-за уменьшения

$\cos \varphi_2 = R_2' / \sqrt{R_2'^2 + (sX_2')^2}$, так как при этом увеличиваются частота тока в роторе $f_2 = f_1 s$ и его индуктивное сопротивление $X_2' s$. Максимальному значению $\cos \varphi_1$ соответствует точка на круговой диаграмме, при которой вектор тока I_1 располагается по касательной ко окружности токов.

Работа асинхронного двигателя при малых нагрузках, когда $\cos \varphi_1$ мал, в энергетическом отношении невыгодна.

Ввиду массового использования асинхронных двигателей для рационального электроснабжения предприятий следует избегать длительной работы двигателей при холостом ходе и так строить технологический процесс на предприятии, чтобы асинхронные двигатели были загружены в соответствии с их номинальной мощностью. В тех случаях, когда двигатель работает с изменяющейся нагрузкой, целесообразно для повышения коэффициента мощности при степени нагрузки до 50% от номинальной уменьшать напряжение, подаваемое на фазы обмотки статора (например, путем переключения этой обмотки с Δ на Y или с помощью автотрансформатора). В этом случае уменьшается магнитный поток машины, а следовательно, и реактивная мощность.

В двигателях с фазным ротором кривые $\cos \phi_1$ и КПД располагаются несколько ниже, чем у соответствующих двигателей с короткозамкнутым ротором. Это объясняется следующими причинами:

возникновением дополнительных потерь мощности в результате наличия щеток на контактных кольцах;

уменьшением полезной мощности из-за худшего использования объема ротора (обмотку ротора выполняют из изолированного провода, вследствие чего пазы ротора частично заполняются изоляцией);

увеличением намагничивающего тока из-за возрастания магнитного сопротивления зубцово-пазового слоя ротора в результате уменьшения сечения зубцов.

4.7. Работа асинхронного двигателя при ненормальных условиях

При питании асинхронного двигателя от автономного источника электроэнергии небольшой мощности (транспортные установки, передвижные электростанции) частота и напряжение сети, к которой подключают двигатель, могут отличаться от номинальных.

Изменение частоты. Рассмотрим влияние изменения частоты на работу двигателя при условиях: напряжение $U_1 = U_{\text{ном}} = \text{const}$ и нагрузочный момент $M_n = M_{\text{ном}} = \text{const}$.

Если принять $U_1 \approx E_1$, то, согласно (3.1), получим, что

$$\Phi_m = U_1 / (4,44 f_1 w_1 k_{\text{об1}}). \quad (4.77)$$

Из (3.17) имеем

$$I_2 = M / (c_M \Phi_m \cos \psi_2). \quad (4.78)$$

Следовательно, изменение частоты f_1 приводит к изменению потока Φ_m и соответствующее ему изменение тока ротора I_2 и нагрузочной составляющей I_2' тока статора.

При уменьшении частоты f_1 происходит увеличение магнитного потока и намагничивающего тока, а следовательно, и тока холостого хода I_0 , который из-за насыщения стали магнитопровода возрастает быстрее, чем магнитный поток. Обычно уменьшение частоты f_1 на 10% вызывает увеличение тока I_0 на 20...30%. Так как ток I_0 является практически реактивным, то это приводит к снижению коэффициента мощности двигателя.

При увеличении частоты f_1 происходит пропорциональное возрастание частоты вращения n_2 . Если нагрузка двигателя имеет «вентиляторную» характеристику, то нагрузочный момент возрастает пропорционально квадрату или кубу частоты вращения, т. е. частоты f_1 . Кроме того, магнитный поток Φ_m уменьшается обратно пропорционально изменению частоты. Все это, согласно (4.78), приводит к резкому увеличению тока I_2 . При возрастании частоты на 10% ток ротора двигателя, вращающего вентилятор, увеличится

примерно в 1,5 раза, что может привести к перегреву двигателя.

При неизменном нагрузочном моменте увеличение частоты повышает опасность нарушения устойчивости двигателя, так как максимальный момент двигателя снижается пропорционально f_1^2 . Таким образом, отклонение частоты f_1 от номинального значения приводит к ухудшению условий работы двигателей в режимах, близких к номинальной нагрузке, и поэтому частота не должна отличаться (согласно ГОСТу) от номинальной более чем на 2,5%.

Изменение напряжения. Обычно асинхронные двигатели рассчитывают так, чтобы при номинальном режиме КПД и $\cos \varphi_1$ у них

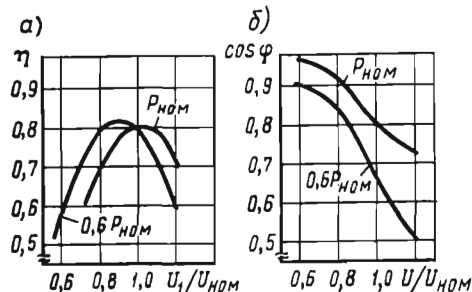


Рис. 4.19. Зависимость η (а) и $\cos \varphi_1$ (б) от питающего напряжения при номинальной и уменьшенной нагрузках

были близки к максимальным. С другой стороны, максимум КПД имеет место, когда постоянные потери (механические и в стали) равны переменным потерям в обмотках (см. § 4.6). Поэтому влияние изменения напряжения является неоднозначным и зависит от нагрузки на валу двигателя.

При увеличении напряжения происходит возрастание магнитного потока и, следовательно, увеличение тока холостого хода и магнитных

потерь в стали. Вследствие этого КПД и $\cos \varphi_1$ двигателя уменьшаются. Уменьшение напряжения опасно тем, что пропорционально квадрату напряжения изменяется максимальный вращающий момент двигателя и при большом моменте нагрузки может произойти нарушение устойчивости двигателя. Поэтому колебания напряжения сети также должны быть ограничены (согласно ГОСТу — от -5 до $+10\%$). При одновременном отклонении частоты и напряжения асинхронный двигатель должен отдавать номинальную мощность, если сумма процентных отклонений этих параметров не превосходит 10% (без учета их знаков).

На рис. 4.19, а, б показаны кривые зависимости η и $\cos \varphi_1$ от напряжения сети при двух значениях мощности двигателя $P_{ном}$ и $0,6 P_{ном}$ для двигателя мощностью 2,2 кВт при 1500 об/мин. Из этих кривых следует, что при допустимых ГОСТом отклонениях напряжения от номинального КПД при номинальной нагрузке уменьшается на 2%, а при $P=0,6 P_{ном}$ и $U_1=1,1 U_{ном}$ — на 8%. При этом наихудший и довольно часто встречающийся случай — работа недогруженного двигателя при $1,1 U_{ном}$ дает максимальное уменьшение $\cos \varphi_1$ — на 24%.

При частичной нагрузке, когда нет угрозы нарушения устойчивости, уменьшение напряжения позволяет увеличить КПД и $\cos \varphi_1$, так как пропорционально напряжению уменьшаются поток Φ_m , ток

холостого хода и магнитные потери. Из рассмотрения рис. 4.19 следует, что каждой нагрузке соответствует свое оптимальное значение напряжения, при котором постоянные потери равны переменным. Чем меньше нагрузка, тем меньше это оптимальное напряжение. Точно так же для каждой нагрузки существует напряжение, при котором $\cos \varphi_1$ имеет максимум.

На рис. 4.20 показаны круговые диаграммы двигателя при номинальных напряжении и нагрузке (а) и при пониженном напряжении и частичной нагрузке (б). При понижении напряжения уменьшаются ток холостого хода и диаметр окружности токов. В обоих случаях значение $\cos \varphi_1$ близко к максимальному, так как вектор тока I_1 расположен по касательной к окружности токов.

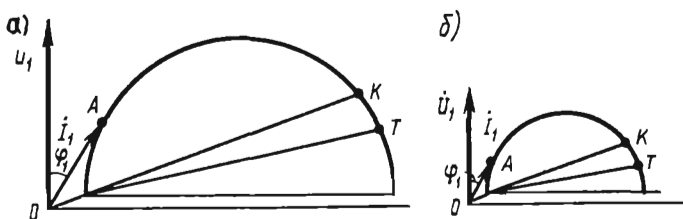


Рис. 4.20. Круговые диаграммы асинхронного двигателя при номинальном (а) и пониженном (б) напряжении

Таким образом, желательно при частичных нагрузках снижать напряжение питания, для того чтобы КПД и $\cos \varphi_1$ поддерживались на высоком уровне.

В эксплуатации асинхронные двигатели могут быть сильно недогруженными, что вызывает существенное уменьшение их КПД и $\cos \varphi_1$. В частности, это относится к электроприводам сверлильных станков, швейных машин, пилющих машин и др., которые значительную часть времени работают вхолостую или при малой нагрузке. Расчеты и испытания показали, что ток холостого хода в двигателях мощностью порядка 2...3 кВт может составлять 50...60% номинального тока, а угол $\varphi_1 = 80^\circ$ вместо 30° при номинальной нагрузке.

Регулирование напряжения. Регулировать напряжение при работе двигателя с нагрузкой, меньшей номинальной, можно по различным законам, которые исследованы в работах Е. В. Радиной. Для этого рассмотрим зависимости η и $\cos \varphi_1$ от напряжения питающей сети при различных нагрузках.

Согласно схеме замещения (рис. 3.6, б),

$$\cos \varphi_1 = \frac{I_{1a}}{\sqrt{I_{1a}^2 + I_{1p}^2}} = \frac{I_0 \cos \varphi_0 + I_2' \cos \varphi_2}{\sqrt{(I_0 \cos \varphi_0 + I_2' \cos \varphi_2)^2 + (I_0 \sin \varphi_0 + I_2' \sin \varphi_2)^2}}. \quad (4.79)$$

Выражая значение тока I_2' согласно схеме замещения асинхронного двигателя, пренебрегая активными потерями при холостом ходе ($\sin \varphi_0 = 1$) и принимая относительные значения моментов M_* и $M_{\max*}$, согласно (4.22), и (4.23), получим:

$$\cos \varphi_1 = \frac{I'_{2\text{ном}} M_* / k_u}{V [I_{0\text{ном}} k_u + I'_{2\text{ном}} M_*^2 / (2 M_{\max*} k_u^3)]^2 + (I'_{2\text{ном}} M_* / k_u)^2}, \quad (4.80)$$

где $I_{0\text{ном}}$ и $I'_{2\text{ном}}$ — значения токов I_0 и I_2' при номинальном режиме; $k_u = U_1 / U_{1\text{ном}}$ — коэффициент регулирования напряжения.

При работе двигателя с уменьшенной нагрузкой и пониженном напряжении магнитные потери уменьшаются пропорционально квадрату напряжения, электрические потери — пропорционально квадрату тока статора, снижается намагничивающий ток, а частота вращения заметно не уменьшается.

Поэтому

$$\eta = \frac{1}{1 + \Sigma \Delta P / P_2} = \frac{1}{1 + \left(\frac{1 - s_{\text{ном}}}{P_{2\text{ном}} M_*} \right) \left[\frac{\Delta P_{\text{м.ном}} k_u^4 + \Delta P_{\text{эл.ном}} M_*^2 + \Delta P_{\text{мех.ном}} \left(\frac{k_u^2 - s_{\text{ном}} M_*}{1 - s_{\text{ном}}} \right)}{k_u^2 - s_{\text{ном}} M_*} \right]}. \quad (4.81)$$

Для определения максимального КПД при изменении нагрузки необходимо приравнять нулю первую производную η , согласно (4.81), по коэффициенту регулирования напряжения k_u . При этом после преобразования получаем

$$k_u = \sqrt{M_*} \sqrt[4]{\Delta P_{\text{эл.ном}} / \Delta P_{\text{м.ном}}}. \quad (4.82)$$

Для определения максимального значения $\cos \varphi_1$ при изменении нагрузки следует приравнять нулю производную $\cos \varphi_1$, согласно (4.80), по k_u и получим

$$k_u = \sqrt{M_*} \sqrt[4]{I'_{2\text{ном}} / (2 I_{0\text{ном}} M_{\max*})}. \quad (4.83)$$

Для получения постоянного значения $\cos \varphi_1 = \cos \varphi_{1\text{ном}}$ необходимо приравнять (4.80) соответствующему выражению при $\cos \varphi_{1\text{ном}}$. Проведя ряд преобразований, получим

$$k_u = \sqrt{M_*}. \quad (4.84)$$

Эта зависимость относится ко всем асинхронным двигателям независимо от их параметров.

Для получения минимального тока статора при изменении нагрузки следует приравнять нулю первую производную знаменателя (4.80) по k_u . При этом имеем

$$k_u = \sqrt{M_*} \sqrt[4]{\frac{(I_{0ном} I'_{2ном} M_{max*} + I'^2_{2ном} M^2_{max*}) + \dots}{2 I_{0ном}^2 M^2_{max*}}} \dots \rightarrow \sqrt[4]{+ \sqrt{(I_{0ном} I'_{2ном} M_{max*} + I'^2_{2ном} M^2_{max*})^2 + 3 I_{0ном}^2 I'^2_{2ном} M^2_{max*}}} \quad (4.85)$$

На рис. 4.21 показаны зависимости k_u от M_* , построенные по формулам (4.82) ... (4.85) для двигателя с номинальными данными

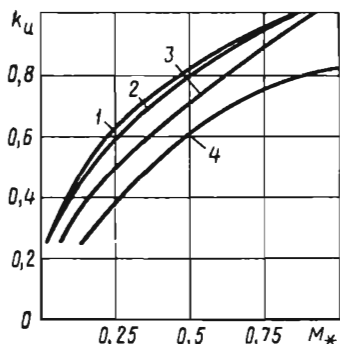


Рис. 4.21. Зависимость коэффициента регулирования напряжения от нагрузки при различных законах регулирования:

1 — при максимальном КПД; 2 — при минимальном токе статора; 3 — при значении $\cos \varphi_1 = \cos \varphi_{ном}$; 4 — при максимальном $\cos \varphi_1$

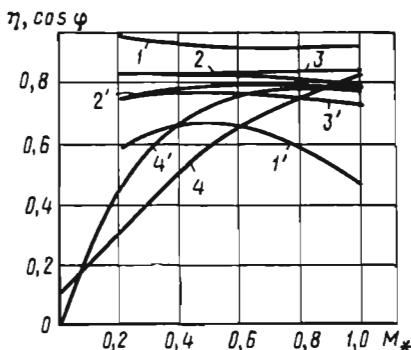


Рис. 4.22. Зависимость η и $\cos \varphi_1$ от нагрузки при различных законах регулирования:

1—4 — $\cos \varphi_1$; 1'—4' — η ; 2, 2' — при максимальном КПД; 3, 3' — при $\cos \varphi_1 = \cos \varphi_{ном}$; 4, 4' — при отсутствии регулирования

2,2 кВт, 1500 об/мин, 380 В, а на рис. 4.22 — зависимости η и $\cos \varphi_1$ от нагрузки при различных законах регулирования. На рис. 4.23, а, б приведены экспериментальные зависимости η и $\cos \varphi_1$ от коэффициента регулирования напряжения для того же электродвигателя при различных значениях нагрузочного момента M_* . Из рассмотрения этих зависимостей вытекает, что наиболее целесообразно регулировать напряжение по законам, обеспечивающим максимальное значение η или при $\cos \varphi_1 = \cos \varphi_{1ном}$. При регулировании напряжения по максимальному значению $\cos \varphi_1$ КПД оказывается значительно ниже, чем при других законах регулирования. Однако в некоторых случаях, например в автономных системах электроснабжения, такой закон регулирования может оказаться выгодным. Из рис. 4.22 видно, что при регулировании напряжения по условию $\cos \varphi_1 = \cos \varphi_{1ном}$ при нагрузке $0,6 P_{ном}$ $\cos \varphi_1$ возрастает на 15% и η — на 3%, а при $0,4 P_{ном}$ $\cos \varphi_1$ возрастает на 27% и η — на 6% по

сравнению с работой двигателя при номинальном напряжении при той же нагрузке.

Таким образом, регулирование напряжения при изменении нагрузки обеспечивает существенное повышение энергетических показателей асинхронных двигателей и, следовательно, значительную экономию электрической энергии.

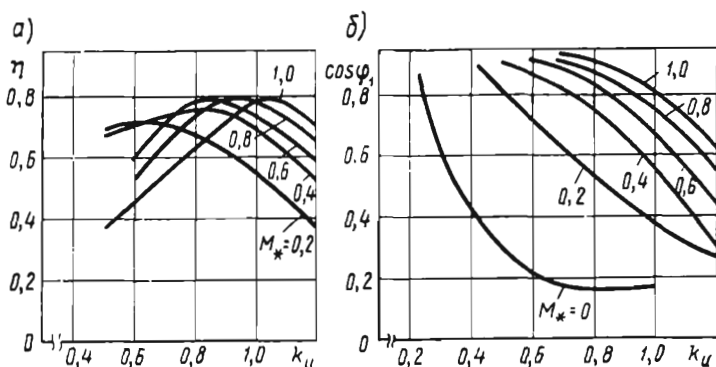


Рис. 4.23. Зависимость η (а) и $\cos \varphi_1$ (б) от коэффициента регулирования напряжения при различных нагрузках

Проще всего осуществить уменьшение напряжения при снижении нагрузки путем переключения обмотки статора со схемы Δ на схему Y . При таком переключении фазные напряжения уменьшаются в $\sqrt{3}$ раз, что приводит к уменьшению потока Φ_m в $\sqrt{3}$ раз, а тока холостого хода — в 2,5 ... 3 раза; уменьшаются пропорционально также и магнитные потери. Токи I_2 и I_2' в этом случае увеличатся в $\sqrt{3}$ раз (при $M_n = \text{const}$), но при уменьшенной нагрузке двигателя I_2 и I_1 могут не превышать номинальных значений. На рис. 4.24 показаны кривые относительных значений I_1 , η , $\cos \varphi_1$ для двигателя мощностью 28 кВт при таком переключении. Степень загрузки двигателя ($P_2/P_{\text{ном}}$), при которой целесообразно переключать его обмотку статора с Δ на Y , определяется путем расчета или экспериментально. Недостатком такого метода является ступенчатое изменение напряжения. При уменьшении напряжения для любой нагрузки должно соблюдаться условие

$$M_{\text{max}}/M > 1. \quad (4.86)$$

При изменении напряжения момент M_{max} изменяется пропорционально k_u^2 . Следовательно,

$$M_{\text{max}}/M = M_{\text{max ном}} k_u^2 / (M_{\text{ном}} M_*) = M_{\text{max}*} k_u^2 / M_* > 1. \quad (4.87)$$

Так, например, при регулировании по закону $\cos \varphi_1 = \cos \varphi_{1\text{ном}}$ для проверки выполнения условия (4.86) надо в (4.87) подставить значение k_u из (4.84). При этом получаем

$$M_{\text{max}} > 1. \quad (4.88)$$

Так как для любого асинхронного двигателя $M_{\text{max}} > 1$, то при указанном законе регулирования автоматически обеспечивается сохранение устойчивой работы. При регулировании по другим законам следует проверить возможность нарушения устойчивости двигателя по критерию (4.87).

При уменьшении напряжения путем переключения обмотки статора с Δ на Y момент M_{max} уменьшается в 3 раза. Следовательно, для обеспечения той же перегрузочной способности $M_{\text{max}}/M_{\text{ном}}$ нагрузка двигателя должна быть не более 30% от номинальной.

Значительную экономию электроэнергии может дать управление частотой вращения электродвигателей, особенно в электроприводах вентиляторов, насосов, компрессоров и др., где используется около 60% всех электродвигателей.

Экономия электроэнергии при регулировании частоты вращения таких механизмов может достигать более 50%. При применении частотного регулирования можно выбрать оптимальную номинальную частоту вращения электродвигателя и тем самым улучшить его технико-экономические показатели.

Питание трехфазного двигателя несимметричным и несинусоидальным напряжением. В рассматриваемом случае систему несимметричных напряжений можно разложить на симметричные составляющие прямой, обратной и нулевой последовательности и проанализировать влияние каждой из них на работу двигателя. На рис. 4.25 показаны схемы замещения асинхронного двигателя для токов прямой и обратной последовательности. Они отличаются друг от друга величиной активного сопротивления ротора R_2'/s , так как $s_{\text{обр}} = (2 - s_{\text{пр}})$. Кроме того, значения $R_{2\text{пр}}$ и $X_{2\text{пр}}$ отличаются от $R_{2\text{обр}}$ и $X_{2\text{обр}}$, так как частота $f_{2\text{обр}} = (2 - s_{\text{пр}})f_1$ токов ротора $I_{2\text{обр}}$ обратной последовательности во много раз больше частоты $f_{2\text{пр}} = s_{\text{пр}}f_1$ токов $I_{2\text{пр}}$ прямой последовательности. Поэтому влияние вытеснения тока в проводниках обмотки ротора на ее активное и индуктивное сопротивление сказывается для токов прямой и обратной последовательности различным образом.

Составляющие потока и тока ротора прямой и обратной последовательности создают встречно направленные электромагнитные

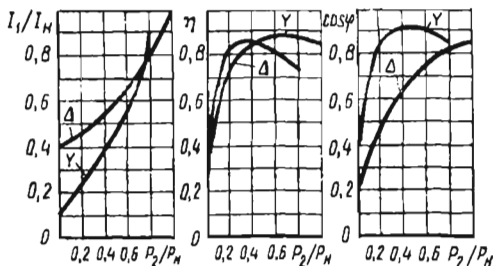


Рис. 4.24. Рабочие характеристики асинхронного двигателя при включении обмотки статора по схемам Δ и Y

моменты $M_{\text{пр}}$ и $M_{\text{обр}}$, действующие на ротор двигателя:

$$M_{\text{пр}} = \frac{m_1 I_{2\text{пр}}'^2 R_{2\text{пр}}'}{\Omega_1 s_{\text{пр}}} = \frac{m_1 U_{1\text{пр}}^2 R_{2\text{пр}}' s_{\text{пр}}}{\Omega_1 (R_{2\text{пр}}'^2 + s_{\text{пр}}^2 X_{2\text{пр}}'^2)}; \quad (4.89)$$

$$M_{\text{обр}} = \frac{m_1 I_{2\text{обр}}'^2 R_{2\text{обр}}'}{\Omega_1 s_{\text{обр}}} = \frac{m_1 U_{1\text{обр}}^2 R_{2\text{обр}}' (2 - s_{\text{пр}})}{\Omega_1 [R_{2\text{обр}}'^2 + (2 - s_{\text{пр}})^2 X_{2\text{обр}}'^2]}. \quad (4.90)$$

При несимметрии питающего напряжения обычно $U_{1\text{пр}} > U_{1\text{обр}}$. Однако отношение токов $I_{2\text{обр}}/I_{2\text{пр}}$, а следовательно, $I_{1\text{обр}}/I_{1\text{пр}}$ значительно больше отношений напряжений $U_{1\text{обр}}/U_{1\text{пр}}$, так как из-за

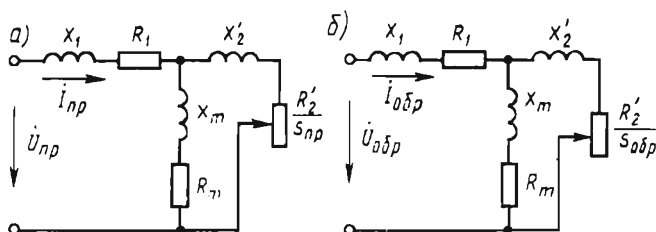


Рис. 4.25. Схема замещения асинхронного двигателя для токов прямой (а) и обратной (б) последовательности

различия частот токов в обмотке ротора ЭДС и ток прямой последовательности значительно меньше, чем ЭДС и ток обратной последовательности. В связи с этим сравнительно небольшая несимметрия напряжений в сетях, питающих асинхронные двигатели, может привести к возникновению значительного момента $M_{\text{обр}}$, который при работе машины в двигательном режиме является тормозным. Следовательно, чтобы двигатель развивал такой же электромагнитный момент M , что и при симметрии питающего напряжения, его момент $M_{\text{рез}} = M_{\text{пр}} - M_{\text{обр}}$ должен быть увеличен на величину момента $M_{\text{обр}}$, что приводит к возрастанию скольжения $s_{\text{пр}}$ примерно в $M_{\text{пр}}/(M_{\text{пр}} - M_{\text{обр}})$ раз.

На рис. 4.26 показана зависимость моментов асинхронного двигателя от скольжения при отношении $U_{1\text{обр}}/U_{1\text{пр}} = 0,5$. Из нее следует, что под влиянием токов обратной последовательности результирующий момент двигателя $M_{\text{рез}}$ снижается и скольжение при том же нагрузочном моменте $M_{\text{н}}$ на валу возрастает. Из-за этого, а также под действием тока $I_{2\text{обр}}$ увеличиваются потери энергии в обмотке ротора и нагрев машины, уменьшается ее КПД.

ГОСТ допускает несимметрию напряжения в электрических сетях (отношение напряжения обратной последовательности к номинальному напряжению) до 2%, на зажимах асинхронных двигателей несимметрия может превышать 2% (при условии допустимого нагрева двигателей), снижение их КПД не учитывается. Проведен-

ные исследования показали, что при несимметрии 2% потери увеличиваются на 8% и КПД двигателя снижается примерно на 1%. Несимметрия же на 3,5% увеличивает потери на 25%, т. е. снижает КПД примерно на 3%. На рис. 4.27 показаны зависимости КПД от асимметрии напряжения для одного из двигателей общего применения мощностью 5,5 кВт. При несимметрии напряжения 2% КПД снижается примерно на 2%, а при 4% — почти на 5,5%. Следовательно, несимметрия питающего напряжения крайне нежелательна.

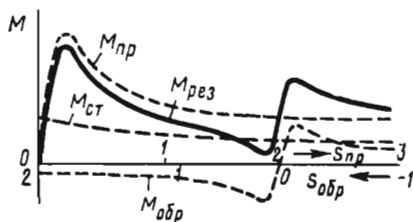


Рис. 4.26. Зависимости моментов асинхронного двигателя при несимметрии питающего напряжения от скольжения

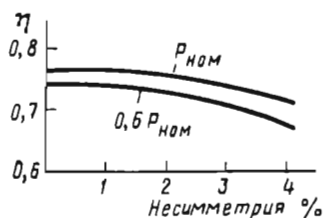


Рис. 4.27. Зависимость КПД от несимметрии питающего напряжения при различных нагрузках

Искажение формы кривой питающего напряжения также приводит к уменьшению КПД асинхронных двигателей. ГОСТ допускает несинусоидальность формы кривой напряжения в электрических сетях, при которой действующее значение всех высших гармоник не превышает 5% действующего значения напряжения основной частоты. На зажимах асинхронных двигателей несинусоидальность может превышать 5% при условии допустимого нагрева двигателей. Как показали проведенные исследования, несинусоидальность 5% снижает КПД двигателя на 0,25%.

Таким образом, в худшем случае, допускаемом ГОСТом на качество электроэнергии (отклонение напряжения до $1,1 U_{ном}$ при нагрузке $0,6 P_{ном}$, несимметрия 2% и несинусоидальность 5%), КПД асинхронных двигателей снижается более чем на 5%. При этом суммарные потери электроэнергии в асинхронных двигателях составляют примерно 2,5% от всей электроэнергии, вырабатываемой в СССР.

Обрыв фазы обмотки статора. При пуске трехфазного асинхронного двигателя с оборванной фазой создаются такие же условия, как и в однофазном двигателе, т. е. его результирующий момент $M_{рез} = M_{пр} - M_{обр} = 0$. Ротор двигателя находится в неподвижном состоянии и не может разогнаться. Пусковой ток в оставшихся в работе фазах будет приблизительно в 5 раз больше номинального. Это приведет к выходу из строя машины, если защита не отключит ее быстро от сети.

Если ротор двигателя в момент обрыва находится во вращении, то $M_{\text{пр}} > M_{\text{обр}}$ и при $M_{\text{рез}} > M_n$ двигатель продолжает вращаться; однако максимальный момент M_{max} оказывается существенно меньшим, чем при неповрежденной фазе. При переходе двигателя в однофазный режим частота вращения практически не изменяется, поэтому мощность на валу также остается приблизительно одинаковой. Но отношение токов в этих режимах

$$I_1/I_3 = 3\eta_3 \cos \varphi_3 / (2\eta_1 \cos \varphi_1), \quad (4.91)$$

где индекс 1 относится к однофазному режиму, а 3 — к трехфазному. Поэтому при условии $\eta_1 = \eta_3$ и $\cos \varphi_1 = \cos \varphi_3$ ток I_1 в однофазном режиме в 1,5 раза больше, чем в трехфазном. В действитель-

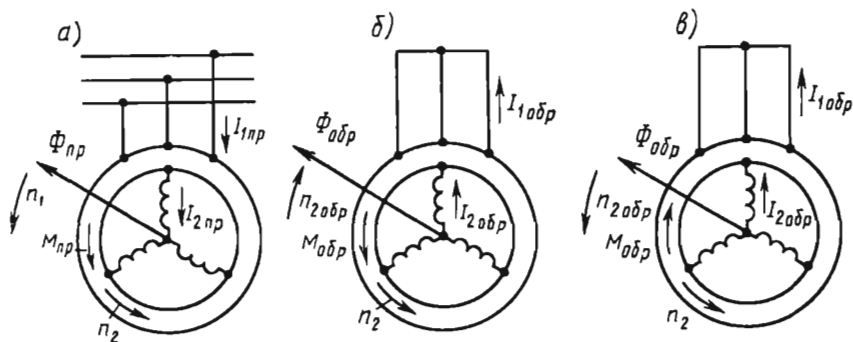


Рис. 4.28. Направления частот вращения и электромагнитных моментов, создаваемых токами прямой и обратной последовательности

ности КПД и $\cos \varphi$ в однофазном режиме уменьшаются по сравнению с трехфазным, вследствие чего ток I_1 возрастает в еще большей степени. Если двигатель работает при нагрузке, близкой к номинальной, то при обрыве фазы его ток становится значительно больше номинального и двигатель быстро перегревается и выходит из строя.

Обрыв фазы обмотки ротора. При несимметрии сопротивлений фаз ротора или обрыве одной из фаз токи в фазах неодинаковы и их можно разложить на токи прямой $I_{2\text{пр}}$ и обратной $I_{2\text{обр}}$ последовательности.

Ток ротора прямой последовательности $I_{2\text{пр}}$, взаимодействуя с основным магнитным полем $\Phi_{\text{пр}}$, образует соответствующий электромагнитный момент $M_{\text{пр}}$ (рис. 4.28, а).

Ток ротора обратной последовательности создает магнитное поле, вращающееся относительно ротора в обратном направлении с частотой $n_1 s$, а относительно статора

$$n_{2\text{обр}} = n_2 - n_1 s = (1 - 2s) n_1. \quad (4.92)$$

Это поле индуцирует в обмотке статора ток $I_{1\text{обр}}$, изменяющийся с частотой $f_{1\text{обр}} = (1 - 2s)f_1$, который накладывается на ток I_1 частотой

ты f_1 . Можно считать, что по отношению к этому току обмотка статора замкнута накоротко, так как в питающей сети нет напряжения, изменяющегося с частотой $f_{1обр}$. Токи статора $I_{1обр}$ и ротора $I_{2обр}$ создают общее обратное вращающееся магнитное поле $\Phi_{обр}$, которое, взаимодействуя с током $I_{2обр}$, образует электромагнитный момент $M_{обр}$.

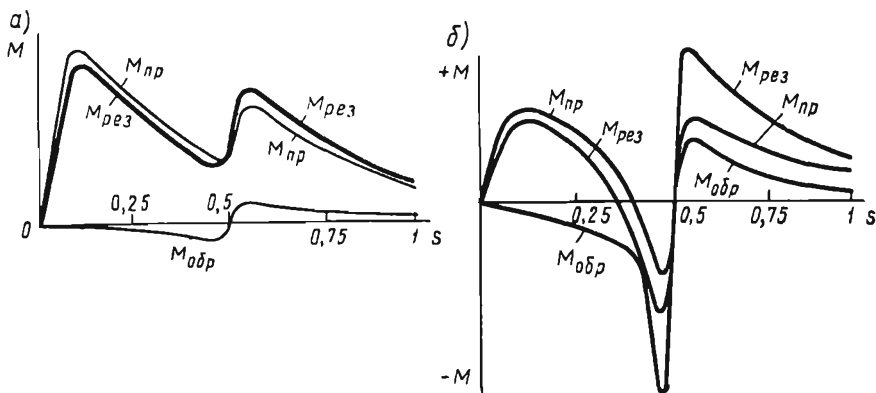


Рис. 4.29. Механические характеристики асинхронного двигателя при несимметрии сопротивлений фаз ротора (а) и при обрыве фазы (б)

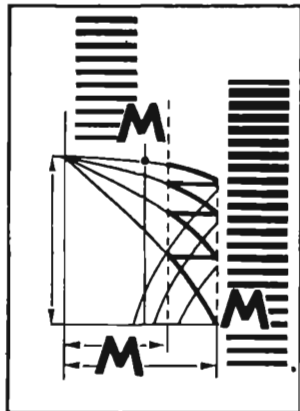
В зависимости от величины скольжения момент $M_{обр}$ воздействует на ротор различным образом. При скольжениях $0,5 < s < 1$, согласно (4.92), частота вращения поля ротора $n_{2обр} < 0$, т. е. обратное поле $\Phi_{обр}$ вращается относительно статора в обратном направлении (рис. 4.28, б), а ротор вращается против направления этого поля. При этом возникающий электромагнитный момент $M_{обр}$ действует на статор в направлении, противоположном частоте вращения n_1 , а на ротор — в том же направлении, т. е. так же, как и момент $M_{пр}$ (аналогично, как при питании асинхронного двигателя со стороны ротора, при котором ротор вращается против направления поля). При скольжениях $0 < s < 0,5$ частота вращения $n_{2обр} > 0$, т. е. обратное поле вращается относительно статора в том же направлении, что и поле $\Phi_{пр}$, и момент $M_{обр}$ направлен против $M_{пр}$ (рис. 4.28, в).

При $s=0,5$ обратное поле неподвижно относительно статора и ток $I_{1обр}$ в обмотке статора не индуцируется. Этот режим может рассматриваться как идеальный холостой ход для токов обратной последовательности, вследствие чего ток $I_{2обр} = I_{2обр0} + (-I_{1обр})$ резко уменьшается. Одновременно уменьшаются и токи $I_{2пр} = I_{2обр}$ и $I_{1пр}$, а следовательно, и моменты $M_{пр}$ и $M_{обр}$. Таким образом, в механической характеристике асинхронного двигателя при $s=0,5$ возникает провал (рис. 4.29, а). Это явление называют *эффектом одноосного демпфирования*. При значительной несимметрии сопротивлений обмотки фазного ротора величина этого провала может

оказаться настолько большой, что двигатель при пуске под нагрузкой не достигает номинальной частоты вращения и «застревает» при $n_2 = 0,5 n_1$. При обрыве одной из фаз ротора электромагнитный момент в области $s = 0,5$ отрицательный (рис. 4.29, б), вследствие чего двигатель не разгоняется до номинальной частоты вращения даже при пуске без нагрузки. Одновременно возникают также биеения тока статора с частотой $f = f_1 - f_{1обр} = 2f_1 s$, равной разности частот токов статора $I_{1пр}$ и $I_{1обр}$. При увеличении активного сопротивления ротора (включении реостата) провал в механической характеристике уменьшается.

Вопросы для самоконтроля

1. От каких параметров зависят максимальный момент асинхронного двигателя и критическое скольжение?
2. Как построить механическую характеристику по круговой диаграмме и по каталожным данным?
3. Какие добавочные моменты возникают от действия высших пространственных гармоник магнитного поля и как они влияют на механическую характеристику?
4. Какие добавочные моменты возникают от действия высших гармоник тока при питании обмотки статора несинусоидальным напряжением?
5. Как выражается условие устойчивости работы асинхронного двигателя и какова зона устойчивости при использовании двигателя в электроприводе с $M_{\text{в}} = \text{const}$?
6. Как влияют нагрузка на валу двигателя на его КПД и коэффициент мощности?
7. Как влияет изменение частоты и напряжения на энергетические показатели двигателя?



Пуск асинхронных двигателей

При пуске двигателя по возможности должны удовлетворяться основные требования: процесс пуска должен быть простым и осуществляться без сложных пусковых устройств, пусковой момент — большим, а пусковые токи — по возможности малыми. Иногда к этим требованиям добавляют и другие, обусловленные особенностями конкретных приводов, в которых используют двигатели: необходимость плавного пуска, максимального пускового момента и др.

Практически используют следующие способы пуска: непосредственное подключение обмотки статора к сети (прямой пуск), понижение напряжения, подводимого к обмотке статора при пуске, и реостатный пуск.

5.1. Пуск асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором

Прямой пуск. Этот способ применяют для пуска асинхронных двигателей малой и средней мощности. Эти двигатели обычно проектируют так, чтобы при непосредственном подключении обмотки статора к сети возникающие пусковые токи не создавали чрезмерных электродинамических усилий и превышений температуры, опасных с точки зрения механической и термической прочности основных элементов машины.

В асинхронных двигателях отношение L/R сравнительно мало (особенно в малых двигателях), поэтому переходный процесс в момент включения характеризуется весьма быстрым затуханием свободного тока. Это позволяет пренебречь свободным током и принимать во внимание только установившееся значение тока переходного процесса.

Двигатели обычно пускаются с помощью электромагнитного выключателя K -магнитного пускателя (рис. 5.1, a) и разгоняются автоматически по естественной механической характеристике (рис. 5.1, b) от точки Π , соответствующей начальному моменту пуска, до точки P (пересечения механических характеристик 1 электродвигателя и приводимого им механизма 2), соответствующей условию $M = M_{\text{ст}}$. Ускорение при разгоне

$$\frac{d\Omega_2}{dt} = (M - M_{\text{ст}})/J, \quad (5.1)$$

т. е. оно определяется разностью абсцисс кривых M и $M_{\text{ст}}$ и результирующим моментом инерции J вращающихся масс двигателя и приведенного к его валу механизма, который приводится во вращение. Если в начальный момент пуска $M < M_{\text{ст}}$, двигатель разогнаться не сможет.

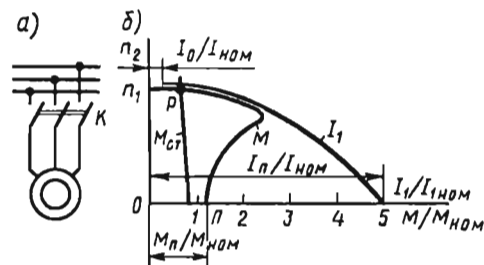


Рис. 5.1. Схема прямого пуска асинхронного двигателя (a) и графики изменения моментов и тока (b)

Недостатком данного способа пуска, кроме сравнительно небольшого пускового момента, является также большой бросок пускового тока, в пять — семь раз превышающий номинальное значение тока. При электрических сетях сравнительно небольшой мощности

это может вызвать значительное понижение напряжения, нежелательное для других потребителей.

Несмотря на указанные недостатки, пуск двигателя путем непосредственного подключения обмотки статора к сети широко применяют благодаря простоте и хорошим технико-экономическим свойствам двигателя с короткозамкнутым ротором: низкой стоимости и высоким энергетическим показателям (η , $\cos \phi_1$, k_M).

Пуск при пониженном напряжении. Такой пуск применяется для асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором большой мощности, а также для двигателей средней мощности при недостаточно мощных электрических сетях. Понижение напряжения осуществляется следующими способами:

переключением обмотки статора при пуске с рабочей схемы Δ на пусковую схему Y . Это можно осуществить с помощью трехполюсного переключателя Π (рис. 5.2, a) или контактора. При включении обмотки статора по схеме Y напряжение, подаваемое на фазы этой обмотки, уменьшается в $\sqrt{3}$ раз, что обуславливает уменьшение фазных токов в $\sqrt{3}$ раз и линейных токов в три раза. По окончании процесса пуска и разгона двигателя до номинальной частоты вращения обмотку статора переключают обратно на схему Δ ;

включением в цепь обмотки статора на период пуска добавочных активных (резисторов) или реактивных (реакторов) сопротивлений (рис. 5.2, б). При этом на указанных сопротивлениях создаются некоторые падения напряжения ΔU_d , пропорциональные пусковому току, вследствие чего к обмотке статора будет приложено пониженное напряжение. По мере разгона двигателя снижается ЭДС E_{2s} , индуцированная в обмотке ротора, следовательно, и пусковой ток. В результате этого уменьшается падение напряжения ΔU_d на указанных сопротивлениях и возрастает приложенное к двигателю напряжение. Таким образом, при рассматриваемом способе пуска напряжение, приложенное к двигателю, автоматически растет по мере разгона ротора. После окончания разгона добавочные резисторы или реакторы замыкаются накоротко контактором K_1 ;

подключением двигателя к сети через понижающий автотрансформатор $АТр$ (рис. 5.2, в). Последний может иметь несколько ступеней, которые в процессе пуска двигателя переключаются соответствующей аппаратурой.

Недостатком указанных способов является значительное уменьшение пускового и максимального моментов двигателя, пропорциональных квадрату приложенного напряжения. Поэтому их можно использовать только при пуске двигателей без нагрузки.

На рис. 5.3 в качестве примера приведены механические характеристики двигателя при нормальном и пониженном напряжении, т. е. при соединении обмотки статора по схемам Y и Δ (кривые M_Y и M_Δ соответственно). При соединении по схеме Y максимальный и пусковой моменты уменьшаются в 3 раза, вследствие чего двигатель не в состоянии осуществить пуск механизма с номинальным нагрузочным моментом M_H .

5.2. Пуск асинхронных двигателей с фазным ротором

Двигатели с фазным ротором конструктивно сложнее двигателей с короткозамкнутым ротором и соответственно дороже их, но они обладают некоторыми достоинствами: большим пусковым моментом и сравнительно малым пусковым током. Это достигается путем включения при пуске в цепь обмотки ротора пускового реостата. В этом случае увеличивается активное сопротивление ротора, вследствие чего точка K на круговой диаграмме (рис. 5.4, а)

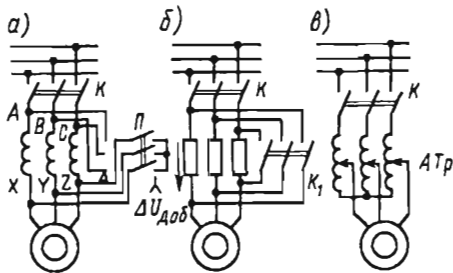


Рис. 5.2. Схемы включения асинхронного двигателя при пуске с пониженным напряжением

смещается ближе к точке O (точка K'). Величина максимального момента (отрезок $\overline{A_M E_M}$) при увеличении активного сопротивления ротора не изменяется, пусковой момент возрастает от значения M_n до M'_n , так как увеличивается отрезок $\overline{KE_n}$, пропорциональный этому моменту. Одновременно возрастает и величина критического скольжения, а поэтому зависимость $M=f(s)$ сдвигается в область меньших частот n_2 (рис. 5.4, б, в; кривые 1...4).

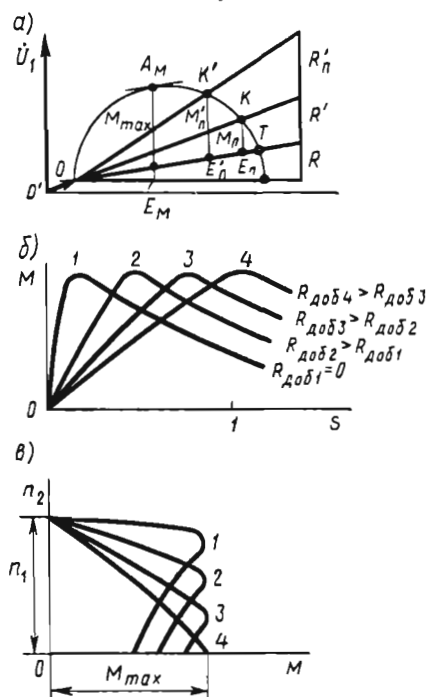


Рис. 5.4. Круговая диаграмма при включении реостата в цепь ротора асинхронного двигателя и получаемые при этом механические характеристики

Для того чтобы пусковой момент был равен максимальному, необходимо так подобрать сопротивление пускового реостата R_n , чтобы точка K' находилась вблизи точки A_M . Это имеет место при выполнении условия

Для того чтобы пусковой момент был равен максимальному, необходимо так подобрать сопротивление пускового реостата R_n , чтобы точка K' находилась вблизи точки A_M . Это имеет место при выполнении условия

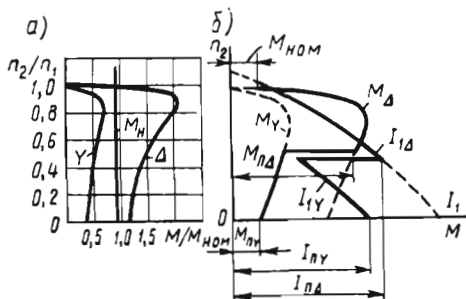


Рис. 5.3. Механические характеристики при включении обмотки статора по схемам Y и Δ (а) и графики изменения момента M и тока I_1 при пуске с переключением обмотки статора со Y на Δ (б)

$$R'_n + R'_2 + R_1 \approx X_1 + X'_2. \quad (5.2)$$

Включение сопротивления R_n уменьшает также и пусковой ток двигателя, так как в этом случае

$$I_n = U_1 / \sqrt{(R'_n + R'_2 + R_1)^2 + (X_1 + X'_2)^2}. \quad (5.3)$$

Пусковой реостат обычно имеет три—шесть ступеней (рис. 5.5, а), что позволяет в процессе пуска постепенно уменьшать пусковое сопротивление, поддерживая высокое значение пускового момента в период разгона двигателя. Сначала двигатель пускается

по характеристике 4 (рис. 5.5, б), соответствующей сопротивлению пускового реостата $R_{пз} = R_{д1} + R_{д2} + R_{д3}$, и развивает вращающий момент $M_{п\max}$. По мере увеличения частоты вращения вращающий момент M уменьшается и может стать меньше некоторого момента $M_{п\min}$. Поэтому при $M = M_{п\min}$ часть сопротивления пускового рео-

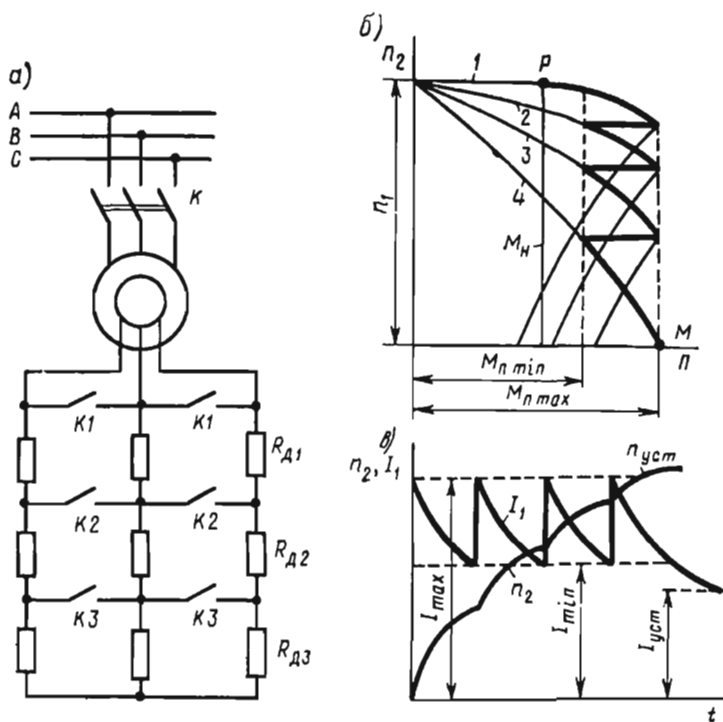


Рис. 5.5. Схема включения асинхронного двигателя при реостатном пуске (а), его пусковая диаграмма (б), графики изменения частоты вращения и тока (в)

стата $R_{д3}$ выводят, замыкая контактор $K3$. Вращающий момент при этом мгновенно возрастает до $M_{п\max}$, а затем с увеличением частоты вращения изменяется по характеристике 3, соответствующей сопротивлению реостата $R_{п2} = R_{д1} + R_{д2}$. При дальнейшем уменьшении момента M до $M_{п\min}$ часть сопротивления реостата $R_{д2}$ снова выключается контактором $K2$ и двигатель переходит на работу по характеристике 2, соответствующей $R_{п1} = R_{д1}$. Таким образом, при постепенном (ступенчатом) уменьшении сопротивления пускового реостата вращающий момент двигателя изменяется от $M_{п\max}$ до $M_{п\min}$, а частота вращения возрастает по ломаной кривой, показанной на рис. 5.5, б жирной линией. В конце пуска пусковой реостат полностью выводится контактором $K1$, обмотка ротора замыкается накоротко и двигатель переходит на работу по естественной харак-

теристике I , при этом разгон осуществляется до точки P . Выключение отдельных ступеней пускового реостата в процессе разгона двигателя осуществляется вручную или автоматически. Таким образом, включением реостата в цепь ротора можно осуществить, пуск двигателя при $M_{\Pi} \approx M_{\max}$ и резко уменьшить пусковой ток.

На рис. 5.5, в показан характер изменения тока I_1 и частоты вращения n_2 при пуске двигателя указанным способом. Ток также изменяется по ломаной кривой между двумя крайними значениями $I_{\max}$ и $I_{\min}$.

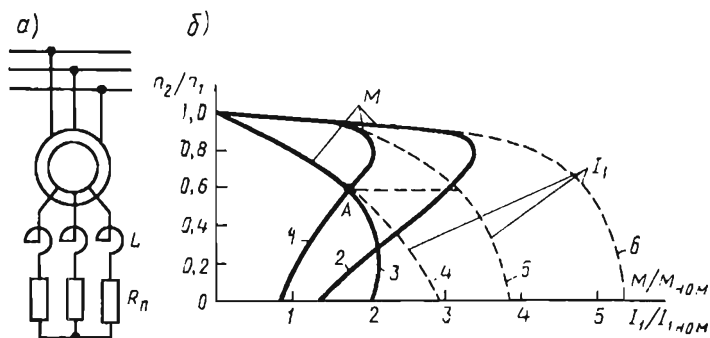


Рис. 5.6. Схема включения асинхронного двигателя при реостатно-реакторном пуске и графики изменения частоты вращения и тока

Недостатком данного способа является относительная сложность пуска. Кроме того, двигатели с фазным ротором имеют худшие рабочие характеристики, чем двигатели с короткозамкнутым ротором такой же мощности (кривые η и $\cos \varphi_1$ проходят ниже). В связи с этим двигатели с фазным ротором применяют только при тяжелых условиях пуска (когда необходимо развивать максимально возможный пусковой момент), при малой мощности электрической сети или необходимости плавного регулирования частоты вращения.

В двигателях с фазным ротором в ряде случаев при пуске в цепь ротора последовательно или параллельно с пусковым реостатом R_{Π} включают реактор L (рис. 5.6, а). Он выполняет роль автоматического регулятора тока ротора. В начальный момент пуска, когда частота тока в роторе $f_2 = f_1$, индуктивное сопротивление реактора велико и оно ограничивает величину пускового тока. По мере разгона ротора уменьшается его ЭДС E_{2s} , но одновременно уменьшаются ее частота и результирующее индуктивное сопротивление X_{2s} цепи ротора, в результате чего ток ротора уменьшается значительно медленнее, чем при включении пускового реостата без реактора. Кроме того, при уменьшении индуктивного сопротивления реактора возрастает коэффициент мощности $\cos \varphi_2$. Электро-

магнитный момент $M = c_m \Phi_m I_2 \cos \varphi_2$ при этих условиях также изменяется значительно медленнее и в начале разгона имеет даже большую величину, чем без реактора. На рис. 5.6, б в качестве примера показаны механические характеристики и кривые изменения тока I_1 для трех случаев: при включении в цепь ротора пускового реостата и реактора (кривые 3 и 4), одного реактора (кривые 1 и 5) и при замкнутой накоротко обмотке ротора (кривые 2 и 6). Как видно из этих кривых, в данном случае можно осуществить двухступенчатый пуск двигателя с отключением реостата при разгоне ротора до частоты вращения, соответствующей точке А.

5.3. Короткозамкнутые асинхронные двигатели с повышенным пусковым моментом

Стремление повысить пусковой момент короткозамкнутых асинхронных двигателей без увеличения активного сопротивления обмотки ротора (а следовательно, и потерь энергии в нем) привело

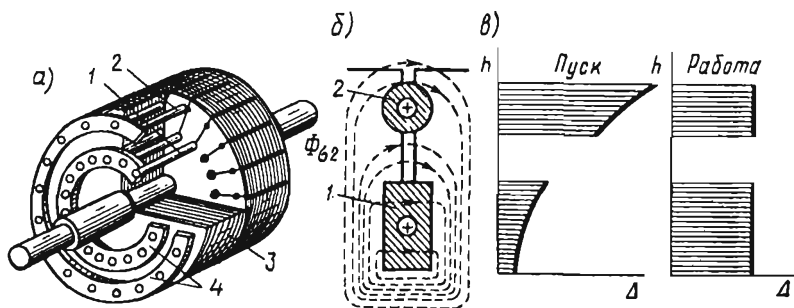


Рис. 5.7. Общий вид (а) и разрез паза (б) ротора двигателя с двойной беличьей клеткой и распределение плотности тока Δ по высоте h в клетках при пуске и работе двигателя (в):

1 — рабочая клетка; 2 — пусковая клетка; 3 — сердечник ротора; 4 — короткозамыкающие кольца

к появлению специальных конструкций двигателей, называемых *двигателями с повышенным пусковым моментом*. К ним относятся двигатели с двойной беличьей клеткой и ротором, имеющим глубокие пазы (глубокопазные двигатели).

Двигатель с двойной беличьей клеткой. Ротор имеет две короткозамкнутые обмотки (рис. 5.7, а). Наружная клетка является пусковой. Она выполнена из стержней малого поперечного сечения (рис. 5.7, б) и поэтому обладает повышенным активным сопротивлением $R_{2п}$. Внутренняя клетка является основной рабочей обмоткой двигателя; она выполнена из стержней сравнительно большого поперечного сечения и обладает малым сопротивлением $R_{2р}$.

Индуктивные сопротивления клеток определяются величиной потоков рассеяния $\Phi_{\sigma 2}$, сцепленных с их стержнями. Так как пусковая клетка расположена близко к поверхности ротора, то сцеп-

ленные с ее стержнями потоки рассеяния сравнительно невелики (рис. 5.7, б) и она обладает малым индуктивным сопротивлением $X_{2п}$. Рабочая клетка, наоборот, удалена от поверхности ротора, поэтому она имеет большое индуктивное сопротивление $X_{2р}$. Увеличение индуктивного сопротивления рабочей клетки обеспечивается также за счет соответствующего выбора ширины и высоты шлица в пазу ротора и щели между стержнями обеих клеток.

Для повышения активного сопротивления пусковой клетки обычно ее стержни изготавливают из марганцовистой латуни или бронзы. Стержни рабочей клетки выполняют из меди. Торцовые короткозамыкающие кольца делают медными. В некоторых случаях обе обмотки объединяют и выполняют литыми из алюминия.

Обе клетки включены в электрическом отношении параллельно, вследствие чего ток ротора распределяется между ними обратно пропорционально их полным сопротивлениям

$$I_{2п}/I_{2р} = Z_{2р}/Z_{2п} = \sqrt{R_{2р}^2 + X_{2р}^2} / \sqrt{R_{2п}^2 + X_{2п}^2}. \quad (5.4)$$

В начальный момент пуска, когда частота тока в роторе максимальна и $s=1$, индуктивные сопротивления клеток во много раз больше их активных сопротивлений. Поэтому

$$\boxed{I_{2п}/I_{2р} \approx X_{2р}/X_{2п}}, \quad (5.5)$$

т. е. ток ротора проходит в основном через пусковую клетку, у которой $X_{2п} < X_{2р}$. Но так как эта клетка обладает сравнительно большим активным сопротивлением, то она создает повышенный пусковой момент.

По мере разгона ротора уменьшаются значение s и частота f_2 , а поэтому изменяется и распределение тока между клетками. Из (5.4) следует, что ток начинает постепенно переходить из пусковой клетки в рабочую. По окончании процесса разгона значение s становится малым и роль реактивных сопротивлений в токораспределении оказывается незначительной. В этом случае распределение токов определяется отношением

$$\boxed{I_{2п}/I_{2р} \approx R_{2р}/R_{2п}}, \quad (5.6)$$

т. е. ток начинает проходить в основном по рабочей клетке, у которой $R_{2р} < R_{2п}$. Таким образом, в рассматриваемом двигателе ток в начальный момент пуска вытесняется в наружную пусковую клетку, создающую большой пусковой момент, а по окончании процесса пуска протекает по рабочей клетке с малым активным сопротивлением, вследствие чего двигатель работает с высоким КПД. Из-за этого двигатели с повышенным пусковым моментом часто называют двигателями с вытеснением тока.

Зависимость $M=f(s)$ для двигателей с двойной беличьей клеткой можно построить, рассматривая действие пусковой и рабочей обмоток раздельно. Так как пусковая обмотка имеет повышенное

сопротивление, то максимум образуемого ею момента смещен в область больших скольжений (рис. 5.8, а, кривая 1). Характеристика $M=f(s)$, создаваемая рабочей обмоткой (кривая 2), имеет такую же форму, как и характеристика короткозамкнутого двигателя

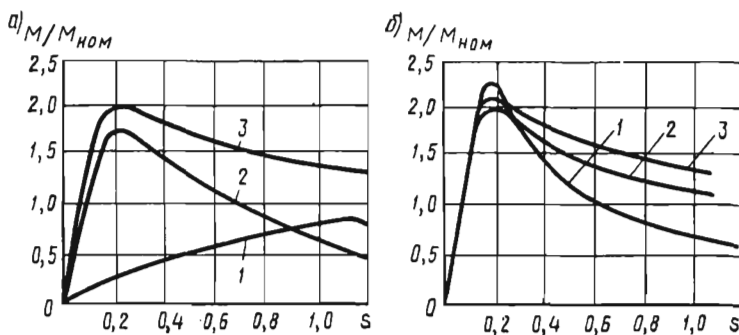


Рис. 5.8. Зависимости $M=f(s)$ двигателя с двойной беличьей клеткой (а) и для машин с различным конструктивным выполнением ротора (б)

нормального исполнения: у нее максимум момента соответствует скольжению $s=0,1 \dots 0,2$. Результирующую характеристику двигателя (кривую 3) можно получить путем суммирования ординат кривых 1 и 2. У двигателей с двойной беличьей клеткой пусковой

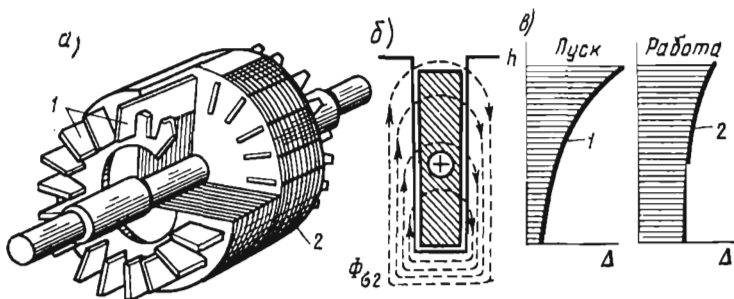


Рис. 5.9. Общий вид (а), разрез паза (б) ротора глубокопазного двигателя и разновидности пазов глубокопазных двигателей (в): 1 — стержни беличьей клетки; 2 — сердечник ротора

момент значительно больше, а пусковой ток меньше, чем у короткозамкнутых двигателей нормального исполнения. Кратность пускового момента для него $M_{п}/M_{ном}=1,3 \dots 1,7$, а кратность пускового тока $I_{п}/I_{ном}=4,5 \dots 6$.

Глубокопазные двигатели. Принцип действия этих двигателей основан также на явлении вытеснения тока. Беличья клетка выполнена у них из узких медных или алюминиевых стержней

(рис. 5.9, а), заложённых в глубокие пазы ротора, высота которых в 6 ... 12 раз больше ширины. Такие стержни можно рассматривать как проводники, разделённые на большое число слоев. Из рис. 5.9, б видно, что нижние слои проводников сцеплены с большей частью потока рассеяния $\Phi_{\sigma 2}$, чем верхние, и имеют соответственно большую индуктивность L_2 .

В начальный момент пуска при $s=1$ частота изменения тока в роторе большая и распределение тока по параллельным слоям определяется в основном их индуктивным сопротивлением. Поэтому при пуске происходит вытеснение тока в «верхние слои» (плотность тока Δ по высоте проводника распределяется, как показано на рис. 5.9, в, кривая 1), что равносильно увеличению активного сопротивления стержня и приводит к повышению пускового момента двигателя. При $s \approx s_{\text{ном}}$ частота тока $f_2 = f_1 s$ в роторе мала (например, при $f_1 = 50$ Гц и $s = 0,02$ частота $f_2 = 1$ Гц) и соответственно меньше его индуктивное сопротивление X_{2s} . Вытеснения тока в этом случае не происходит; он распределяется приблизительно равномерно по высоте стержня (рис. 5.9, в, кривая 2). В результате резко уменьшаются активное сопротивление ротора и потери мощности $\Delta P_{\text{эл}2}$. Одновременно изменяется поток рассеяния $\Phi_{\sigma 2}$, а следовательно, и сопротивление X_2' .

Изменение параметров R_2' и X_2' глубокопазного двигателя в зависимости от величины скольжения приводит к тому, что его характеристика $M = f(s)$ (см. рис. 5.8, б, кривая 2) близка к соответствующей характеристике двигателя с двойной беличьей клеткой (кривая 3). Здесь же для сравнения показана характеристика $M = f(s)$ для двигателей с короткозамкнутым ротором нормального исполнения (кривая 1).

Круговая диаграмма. При построении круговой диаграммы для двигателей с двойной беличьей клеткой и глубоким пазом проводят дополнительно опыт короткого замыкания при пониженной частоте тока $f_{\text{пон}}$ (порядка 5 Гц) и пониженном напряжении $U_{\text{к}}$. Напряжение уменьшают пропорционально понижению частоты, так чтобы при значении $U_{\text{к}}$ ток короткого замыкания $I_{\text{к}} = (1,0 \dots 1,5) \times I_{\text{ном}}$. Полученные значения $I_{\text{к}}$ и $P_{\text{к}}$ приводят к номинальному напряжению по формулам

$$I_{\text{к.ном}} = I_{\text{к}} \frac{U_{\text{ном}} f_{\text{пон}}}{U_{\text{к}} f_{\text{ном}}}; \quad P_{\text{к.ном}} = P_{\text{к}} \left(\frac{I_{\text{к.ном}}}{I_{\text{к}}} \right)^2. \quad (5.7)$$

По данным опытов холостого хода (с учетом рис. 3.13) и короткого замыкания [согласно формуле (5.7)] находят положение точек O и K_1 (рис. 5.10). Масштаб мощности при пониженной частоте для построения точки K_1 равен масштабу мощности при номинальной частоте, умноженному на отношение $f_{\text{пон}}/f_{\text{ном}}$. Затем проводят линию OK_1 и поворачивают ее по часовой стрелке на угол $(\alpha_1 - \alpha_2)$, получая точку K_1' ; при этом

$$\text{tg } \alpha_1 = f_{\text{ном}}/f_{\text{пон}}; \quad \text{tg } \alpha_2 = (f_{\text{ном}}/f_{\text{пон}})(2I_0 R_1/U_1).$$

Через точку K_1 и точку O проводят окружность токов I с центром O_1 , лежащим на линии OL (диаметре окружности). Линию OL проводят под углом 2γ к горизонтальной линии OB , а линию моментов OT — под углом δ к линии OL , так же как в диаграмме (рис. 3.14).

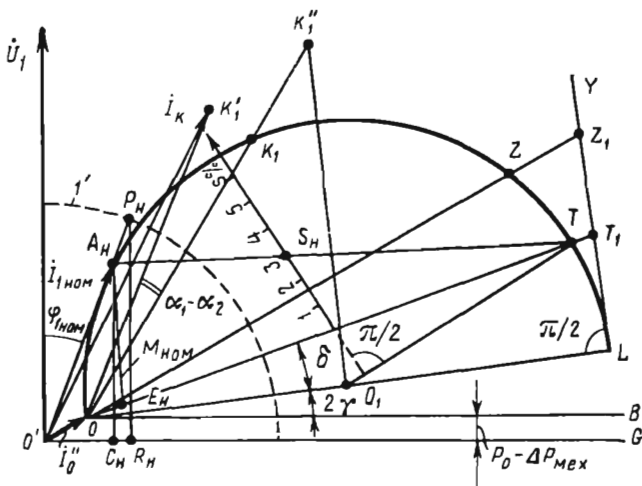


Рис. 5.10. Круговая диаграмма для двигателей с двойной беличьей клеткой и глубокопазных

Для построения линии полезной мощности OZ из центра O_1 окружности I восставляют перпендикуляр к линии OL до пересечения в точке K_1'' с продолжением линии OK_1 . Затем из точки L восставляют перпендикуляр LY к прямой OL и откладывают на нем отрезок $\overline{LZ_1} = 2\overline{OK_1''}$ ($f_{\text{пов}}/f_{\text{ном}}$). Пересечение линии OZ_1 с окружностью токов I дает точку Z .

Для построения линии скольжения проводят радиус O_1T и из точки T вдоль прямой OT откладывают отрезок $\overline{TN}$, длина которого (см) $l = (\overline{TZ_1}/\overline{OT_1}) 100$. Через точку N проводят шкалу скольжения s (%) перпендикулярно радиусу O_1T . Деления этой шкалы соответствуют масштабу $1 \text{ см} = 1\%$. Для определения коэффициента мощности проводят окружность l' из точки O радиусом 100 мм, так же как и при построении диаграммы (рис. 3.14).

Для проверки значений КПД, коэффициента мощности и скольжения при номинальном режиме определяют на окружности токов I положение точки A_N , соответствующей номинальному режиму работы двигателя. Для этого откладывают на диаграмме электромагнитную мощность $P_{\text{эм}}$, соответствующую номинальному моменту $M_{\text{ном}}$, в виде отрезка $\overline{A_N E_N}$, перпендикулярного линии OB , от окружности I до линии моментов OT (можно так же выразить $M_{\text{ном}}$ в Н·м с соответствующей корректировкой масштаба). Значение

этой мощности вычисляют по формуле $P_{\text{эм.ном}} = (P_2 + \Delta P_{\text{мех}} + \Delta P_{\text{д}}) (n_1/n_{2\text{ном}})$, где P_2 , $\Delta P_{\text{мех}}$ и $\Delta P_{\text{д}}$ относятся к номинальному режиму.

Для определения коэффициента мощности при номинальном режиме проводят линию $O'A_n$ и продлевают ее до точки P_n на окружности I' . Отрезок $\overline{P_n R_n}$ (мм), поделенный на 100, дает значение $\cos \varphi_{ном}$. Для определения скольжения при номинальном режиме проводят линию $A_n T$; точка S_n пересечения этой линии со шкалой скольжения дает значение скольжения $s_{ном}$ (%). Потребляемая

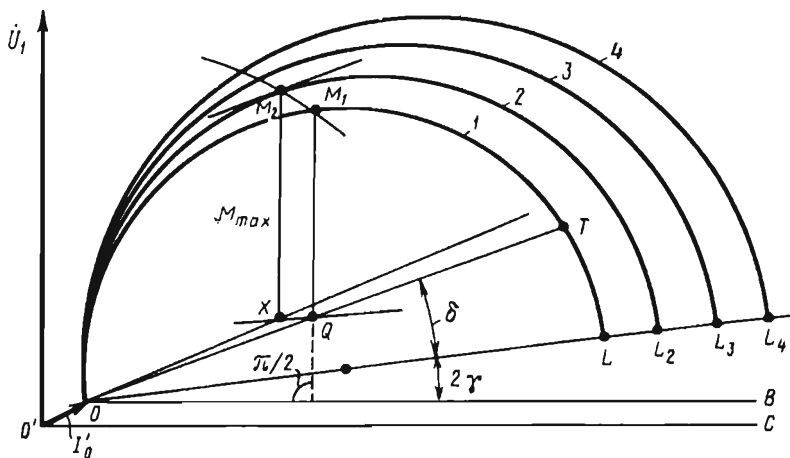


Рис. 5.11. Определение по круговой диаграмме максимального момента

мощность в рассматриваемом режиме выражается отрезком $A_n C_n$. КПД подсчитывают по отдельным потерям; при этом электрические потери $\Delta P_{эл1}$ и $\Delta P_{эл2}$ в обмотках статора и ротора определяют по величинам тока и скольжения, полученным из круговой диаграммы. Магнитные и механические потери находят из опыта холостого хода (см. рис. 3.13), а добавочные определяют экспериментально или принимают условно, равными 0,5% от $P_{2ном}$ (для двигателей мощностью до 100 кВт).

Для определения максимального момента с учетом насыщения в рассматриваемой круговой диаграмме делают дополнительные построения (рис. 5.11). Для этого находят положения точек K_3 и K_4 , которые совместно с точкой O позволяют начертить окружности токов 3 и 4 с центрами, лежащими на прямой OL . Точку K_3 определяют по данным опыта короткого замыкания, проводимого при номинальной частоте и токе $I_K = I_{ном}$, а точку K_4 — по данным опыта короткого замыкания, проводимого при номинальной частоте и токе $I_K = (2,5 \dots 4) I_{ном}$. Полученные значения I_K и P_K приводят к но-

минальному напряжению, так же, как и при построении окружности токов I на рис. 3.14.

Диаметр окружности токов 2, служащей для определения максимального момента, определяют по формуле $OL_2 = OL (\overline{OL_4} / \overline{OL_3})$. Линию моментов OX для окружности токов 2 строят так же, как и в круговой диаграмме (рис. 3.17). Отрезок M_2X дает значение максимального момента $M_{\max}$.

Существуют разновидности глубокопазных двигателей с трапецеидальной, двухступенчатой и колбообразной формами поперечного сечения стержней (рис. 5.12, а). Двигатели с глубокими пазами на роторе несколько дешевле двигателей с двойной беличьей клеткой, но последние более надежны в работе, так как механические напряжения у основания зубцов у них меньше, чем в глубокопазных двигателях. Кроме того, из-за увеличения магнитного потока рассеяния ротора глубокопазные двигатели имеют несколько уменьшенный $\cos \phi_1$ при номинальном режиме и обладают пониженной перегрузочной способностью k_M .

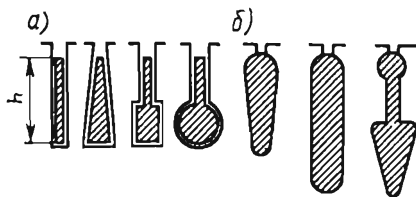


Рис. 5.12. Формы поперечного сечения стержней обмотки ротора асинхронных двигателей

Изменение параметров обмотки ротора из-за вытеснения тока. Явление вытеснения тока при пуске и связанное с этим увеличение активного и уменьшение индуктивного сопротивлений имеет место (в меньшей степени) и в двигателях с короткозамкнутым ротором нормального исполнения. Поэтому определение пусковых характеристик по круговой диаграмме носит приближенный характер, как и сама диаграмма, построенная в предположении неизменности основных параметров двигателя. С целью усиления эффекта вытеснения тока в современных короткозамкнутых двигателях мощностью до 100 кВт пазам ротора и стержням беличьей клетки придают специальную сильно вытянутую форму (рис. 5.12, б). В этом случае при определении активного и индуктивного сопротивлений обмотки ротора необходимо учитывать явление поверхностного эффекта.

Для учета вытеснения тока в процессе пуска двигателя вводят понятия эквивалентной глубины проникновения $h_{\text{пр}}$ тока в стержень обмотки ротора и приведенной высоты стержня $\xi = h/h_{\text{пр}}$, где h — действительная высота стержня.

Активные и индуктивные сопротивления обмотки ротора с учетом вытеснения тока

$$R'_{2\xi} = k_R R'_{2п} + R'_{2л}; \quad X'_{2\xi} = k_x X'_{2п} + X'_{2л}, \quad (5.8)$$

где $R'_{2п}$, $X'_{2п}$ — активное и индуктивное сопротивления пазовой части обмотки (окруженной сталью) при равномерном распределении тока по сечению ее стержней; $R'_{2л}$, $X'_{2л}$ — то же, лобовых частей.

На основании проведенных исследований [8] установлено, что коэффициенты, учитывающие изменение сопротивлений $R_{2п}$ и $X'_{2п}$ из-за вытеснения тока, могут быть представлены в виде

$$k_R = \xi (\operatorname{sh} 2\xi + \sin 2\xi) / (\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\xi); \quad (5.9)$$

$$k_X = 3 (\operatorname{sh} 2\xi - \sin 2\xi) / [2\xi (\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\xi)]. \quad (5.10)$$

Зависимость коэффициентов k_R и k_X от приведенной высоты стержня ξ представлена на рис. 5.13, а. В рабочем диапазоне ($\xi = 1 \dots 4$) в (5.9) и (5.10) можно пренебречь тригонометрическими

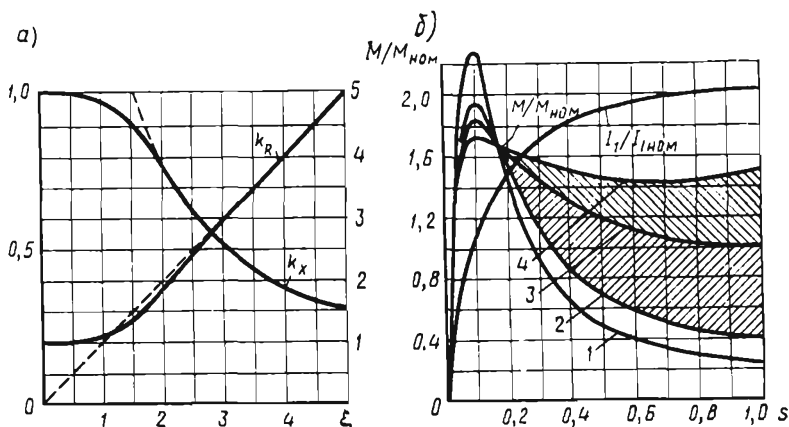


Рис. 5.13. Зависимости коэффициентов k_R и k_X от приведенной высоты стержня (а) и механические характеристики двигателей с пазами ротора различной формы (б)

функциями $\sin 2\xi$ и $\cos 2\xi$ по сравнению с гиперболическими $\operatorname{sh} 2\xi$ и $\operatorname{ch} 2\xi$ и принять $\operatorname{sh} 2\xi = \operatorname{ch} 2\xi$. При этом указанные выражения можно аппроксимировать зависимостями $k_R = \xi$ и $k_X = 3/(2\xi)$ (показаны на рисунке пунктиром). Эквивалентная глубина проникновения тока в стержень

$$h_{пр} = \sqrt{2/(\mu\gamma\omega_2)}, \quad (5.11)$$

где $\mu = \mu_0$ — магнитная проницаемость материала стержня; γ — его удельная проводимость; ω_2 — угловая частота тока в обмотке ротора. Следовательно, чем больше частота тока в роторе и удельная проводимость материала стержня, тем сильнее сказывается эффект вытеснения тока.

Приведенная высота стержня при $\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ и $\omega_2 = 2\pi f_2 = 2\pi f_1 s$

$$\xi = h \sqrt{(\omega_2 \mu \gamma / 2) (b/b_n)} = 2\pi h \sqrt{\gamma f_1 s (b/b_n)} 10^{-7}. \quad (5.12)$$

Здесь отношение ширины стержня b к ширине лаза b_n учитывает возможное неполное заполнение лаза стержнем, которое экви-

валентно уменьшению удельной проводимости γ . При частоте тока в обмотке статора 50 Гц и литой беличьей клетке ($b=b_{\text{л}}$) выражение (5.12) принимает вид

$$\xi = 1,4 \cdot 10^{-2} h \sqrt{\gamma s}. \quad (5.13)$$

Если выразить высоту h в см, то для медных стержней ($\rho = 1/\gamma = 0,02 \cdot 10^{-6}$ Ом/м при 50°C) имеем $\xi = h\sqrt{s}$; для беличьей клетки, залитой алюминием, $-\xi = 0,7h\sqrt{s}$ при расчетной температуре 75°C и $\xi = 0,66h\sqrt{s}$ при температуре 115°C . У медных стержней вытеснение тока начинает оказывать влияние на значение сопротивлений $R'_{2\text{п}}$ и $X'_{2\text{п}}$ при $h > 1$ см, а у алюминиевых — при $h > 1,4$ см. Для роторов, залитых алюминием, с высотой паза более 35 мм эквивалентная глубина проникновения тока в стержень при пуске ($s=1$) и расчетной рабочей температуре 115°C составляет 15 мм. В двигателях с глубокими пазами при высоте стержня 5 см активное сопротивление пазовой части стержня в результате вытеснения тока в начальный момент пуска ($s=1$) возрастает в 5 раз, а индуктивное — уменьшается в 3,3 раза по сравнению с их значениями при рабочем режиме.

Изменение сопротивлений R'_2 и X'_2 обмотки ротора в процессе пуска двигателя оказывает существенное влияние на форму механической характеристики. На рис. 5.13, б приведены несколько механических характеристик двигателей с пазами ротора (т. е. со стержнями беличьей клетки) различной формы. Кривая 1 относится к двигателям с круглыми пазами. Зону между кривыми 2 и 3 занимают двигатели с трапецеидальными пазами и глубокопазные; между кривыми 3 и 4 — двигатели с двойной беличьей клеткой и пазами колбообразной формы.

В микродвигателях размеры пазов ротора обычно настолько малы, что использование эффекта вытеснения тока оказывается невозможным.

5.4. Динамика пуска

Время разгона. Динамические свойства электропривода с асинхронным электродвигателем определяются уравнением

$$M = M_{\text{ст}} + M_{\text{дин}}, \quad (5.14)$$

где $M_{\text{дин}} = J d\Omega_2/dt$ — динамический момент системы асинхронный двигатель — производственный механизм.

Выражая момент инерции через маховой момент $J = GD^2/4g$ ($\text{кг} \cdot \text{м}^2$) (g — ускорение силы тяжести, равное $9 \cdot 81 \text{ м/с}^2$) и частоту вращения $\Omega_2 = 2\pi n_2/60$, получим

$$M_{\text{дин}} = (GD^2/375) \frac{dn_2}{dt}. \quad (5.15)$$

Время разгона электродвигателя определяется главным образом электромеханическими процессами, так как электромагнитные переходные процессы, происходящие в двигателе, протекают значительно быстрее, чем электромеханические. Обычно о быстродействии двигателя судят по значению его электромеханической постоянной времени T_m , которая примерно на порядок выше электромагнитной постоянной времени $T_{эм} = L/R$, обусловленной индуктивностью двигателя.

Значение T_m определяется из условий разгона двигателя при статическом моменте на валу $M_{ст} = 0$. При этом уравнение (5.14) принимает вид

$$\boxed{M = M_{дин} = J \frac{d\Omega_2}{dt}} \quad (5.16)$$

Выражая динамический момент в относительных единицах (в долях от номинального момента двигателя) и учитывая, что $\Omega_2 = \Omega_1(1-s)$, $d\Omega_2/ds = -\Omega_1$, получим

$$M_{дин*} = \frac{M_{дин}}{M_{ном}} = \frac{J \frac{d\Omega_2}{dt}}{M_{ном}} = \frac{-J\Omega_1}{M_{ном}} \frac{ds}{dt} = -T_m \frac{ds}{dt}, \quad (5.17)$$

где T_m — электромеханическая постоянная времени, определяющая динамические свойства двигателя,

$$\boxed{T_m = J\Omega_1/M_{ном}} \quad (5.18)$$

Для определения уравнения движения ротора в общем случае выразим из (5.14) динамический момент

$$M_{дин*} = M_* - M_{ст*},$$

где $M_* = M/M_{ном}$, $M_{ст*} = M_{ст}/M_{ном}$ — значения указанных моментов в относительных единицах. Тогда

$$dt = -\frac{T_m}{M_* - M_{ст*}} ds. \quad (5.19)$$

Значения M_* и $M_{ст*}$ определяются из механической характеристики двигателя и характеристики производственного механизма. Для многих электроприводов статический момент изменяется по закону $M_{ст} = M_{п}/(a-bs)$, где a и b — постоянные. При $s=1$ $M_{ст} = M_{п}/(a-b) = M_{п}/k_p$, где k_p — коэффициент резерва, необходимый для обеспечения разгона двигателя в начале пуска.

Длительность пуска можно определить из (5.19)

$$t_{п} = T_m \int_{s_{ном}}^1 ds / (M_* - M_{ст*}) = t_{п1} + t_{п2}, \quad (5.20)$$

где $t_{п1} = T_m \int_{s_{кр}}^1 ds / (M_* - M_{ст*})$ — длительность пуска в зоне изменения s от 1 до $s_{кр}$; $t_{п2} = T_m \int_{s_{ном}}^{s_{кр}} ds / (M_* - M_{ст*})$ — длительность пуска

в зоне изменения s от $s_{кр}$ до $s_{ном}$.

Учтя T_m и переходя к интегрированию по $d\Omega_2$, получим

$$t_p = \int_0^{2\Omega_{ном}} J d\Omega_2 / (M_* - M_{ст*}). \quad (5.21)$$

Время разгона пропорционально заштрихованной площади (рис. 5.14) на графике кривой $J/(M - M_{ст})$. Это время обычно невелико и не превышает нескольких секунд. Однако в двигателях с короткозамкнутым ротором при недостаточно большом электромагнитном моменте (т. е. разности $M - M_{ст}$) и значительном моменте инерции процесс пуска может сильно затянуться и температура обмоток ротора и статора из-за больших пусковых токов может превысить допустимые пределы.

Рассмотрим уравнение движения ротора при пуске электродвигателя без нагрузки ($M_{ст} = 0$), предположив, что механическая характеристика двигателя определяется выражением (4.20). В этом случае (5.19) принимает вид

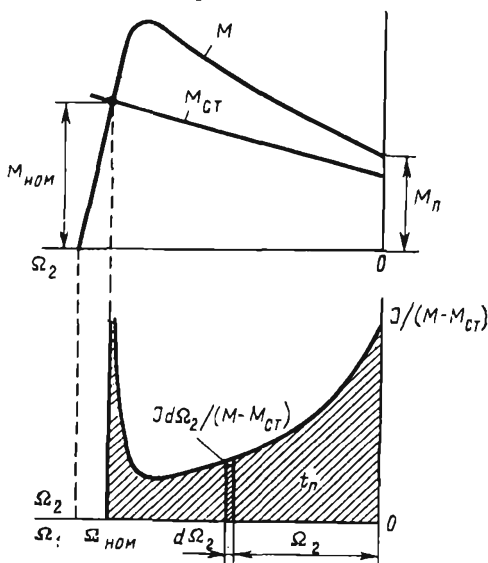


Рис. 5.14. Графическое определение времени пуска двигателя с короткозамкнутым ротором

$$\begin{aligned} dt &= \frac{-T_m ds}{M/M_{ном}} = \frac{-T_m M_{ном} (s_{кр}/s + s/s_{кр})}{2M_{мах}} ds = \\ &= -\frac{T_m}{2k_m} \left(\frac{s}{s_{кр}} + \frac{s_{кр}}{s} \right) ds. \end{aligned} \quad (5.22)$$

Решение данного дифференциального уравнения получим, проинтегрировав (5.22) в пределах от $s=1$ до некоторого конечного значения $s_{кон}$:

$$\frac{t}{T_m} = \frac{1}{2k_m} [s_{кр} \ln(1/s_{кон}) + (1 - s_{кон}^2)/(2s_{кр})]. \quad (5.23)$$

На рис. 5.15, а приведены зависимости относительной частоты вращения $\Omega_2/\Omega_1 = (1-s)$ от времени t/T_m , построенные по (5.23). Если считать, что разгон совершается до $s_{кон}=0$, то длительность пуска $(t/T_m)_{s=0} = \infty$. Принимая, что пуск практически заканчивается, когда $s_{кон}$ отличается не более чем на 5% от установившегося значения, получим

$$\frac{t}{T_m} = \frac{1}{2k_m} [s_{кр} \ln(1/0,05) + (1 - 0,05^2)/(2s_{кр})] \approx \frac{1}{k_m} [1,5s_{кр} + 1/(4s_{кр})]. \quad (5.24)$$

Следовательно, относительная длительность пуска определяется величиной $s_{кр}$, которая пропорциональна сопротивлению цепи ротора, и кратностью максимального момента k_m .

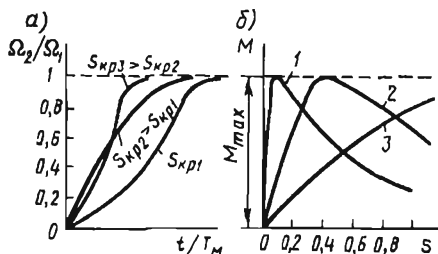


Рис. 5.15. Кривые разгона двигателя (а) и зависимости $M=f(s)$ при различных значениях $s_{кр}$ (б)

Минимальное значение относительной длительности пуска при заданном значении k_m можно получить из условия $d(t/T_m)/ds = 0$. При этом $s_{кр} = 0,407$ и $(t/T_m)_{min} = 1,22/k_m$. Минимальное время пуска соответствует наибольшей площади, ограниченной кривой $M=f(s)$ — в данном случае кривой 2 на рис. 5.15, б.

Потери энергии при пуске.

Эти потери можно определить из следующей формулы:

$$\Delta W = \int_0^{t_n} (\Delta P_{эл2} dt + \Delta P_{эл1} dt), \quad (5.25)$$

где $\Delta W = \Delta W_2 + \Delta W_1$ — потери энергии в роторе и статоре. Потери энергии в роторе за время dt

$$\Delta P_{эл2} dt = P_{эм} s dt = \Omega_1 s (M_{жнн} + M_{ст}) dt. \quad (5.26)$$

Заменяя

$$\Omega_1 s M_{жнн} dt = \Omega_1 J \frac{d\Omega_2}{dt} s dt = -\Omega_1^2 J s ds;$$

$$\Omega_1 s M_{ст} dt = \Omega_1 M_{ном} M_{ст*} s \left(-\frac{T_m}{M_* - M_{ст*}} \right) ds = -\Omega_1^2 J \left(\frac{M_{ст*}}{M_* - M_{ст*}} \right) s ds;$$

$$d\Omega_2 = -\Omega_1 ds; \quad dt = -T_m ds / (M_* - M_{ст*}),$$

получим

$$\Delta P_{\text{эл}2} dt = \Omega_1^2 J s [1 + M_{\text{ст}*} / (M_* - M_{\text{ст}*})] ds. \quad (5.27)$$

За весь период пуска $t_{\text{п}}$ от $s=1$ до $s_{\text{ном}}$ потери энергии в роторе

$$\begin{aligned} W_2 &= \int_0^{t_{\text{п}}} \Delta P_{\text{эл}2} dt = J \Omega_1^2 \left[\int_{s_{\text{ном}}}^1 s ds + \int_{s_{\text{ном}}}^1 \left(\frac{M_{\text{ст}*}}{M_* - M_{\text{ст}*}} \right) s ds \right] = \\ &= \frac{J \Omega_1^2}{2} \left[(1 - s_{\text{ном}}^2) + 2 \int_{s_{\text{ном}}}^1 \left(\frac{M_{\text{ст}*}}{M_* - M_{\text{ст}*}} \right) s ds \right]. \end{aligned} \quad (5.28)$$

Первый член выражения (5.28) определяет потери энергии, обусловленные действием приложенного к валу двигателя динамического момента, а второй — статического. Для вычисления последнего члена необходимо знать характер изменения моментов M_* и $M_{\text{ст}*}$, т. е. механические характеристики двигателя и приводимого им производственного механизма.

Потери энергии в обмотке статора при пуске

$$\Delta W_1 = \int_0^{t_{\text{п}}} m_1 I_1^2 R_1 dt = \int_0^{t_{\text{п}}} (I_1/I_2')^2 (R_1/R_2') m_1 I_2'^2 R_2' dt.$$

Принимая приближенно, что за период пуска сопротивления R_1 и R_2' не изменяются, а отношение $I_1/I_2' \approx 1/0,9$, получим

$$\Delta W_1 = 1,11^2 (R_1/R_2') \int_0^{t_{\text{п}}} m_1 I_2'^2 R_2' dt = 1,11^2 (R_1/R_2') \Delta W_2 \approx 1,24 \Delta W_2. \quad (5.29)$$

В глубокопазных двигателях при определении сопротивления обмотки ротора R_2' необходимо учитывать вытеснение тока в стержнях.

Вопросы для самоконтроля

1. Какой основной недостаток способа прямого пуска асинхронного двигателя?

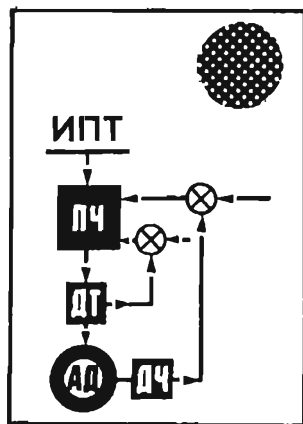
2. Для чего применяют пуск двигателя с короткозамкнутым ротором при пониженном напряжении и изменяется ли при этом пусковой момент?

3. Какими способами понижают напряжение при пуске?

4. Для чего при пуске двигателя с фазным ротором в цепь обмотки ротора включают реостат?

5. Как устроен двигатель с двойной беличьей клеткой и как он работает в начальный момент пуска и после его окончания?

6. Как устроен и работает глубокопазный двигатель?



Регулирование частоты вращения асинхронных двигателей и работа их в тормозных режимах

Существует два принципиально возможных метода регулирования частоты вращения асинхронных двигателей: изменением частоты вращения n_1 магнитного поля или величины скольжения s . Изменение частоты вращения поля n_1 , согласно (1.1), осуществляют двумя способами: изменением частоты f_1 тока, подаваемого на обмотку статора, или изменением числа полюсов машины $2p$. Изменение скольжения s при заданном нагрузочном моменте $M = M_{\text{н}}$, согласно (4.1), можно осуществить путем изменения питающего напряжения U_1 , введения в цепь ротора добавочного активного сопротивления (в двигателях с фазным ротором) или подключения обмотки ротора к добавочному источнику электрической энергии с изменяющейся частотой f_2 (в двигателях двойного питания и в асинхронных каскадах). При изменении питающего напряжения и введении в цепь ротора добавочного активного сопротивления мощность скольжения $sP_{\text{эм}}$ целиком выделяется в цепи ротора в виде теплоты. При подключении обмотки ротора к добавочному источнику электрической энергии мощность скольжения $sP_{\text{эм}}$ в основном поступает от этого источника и в цепи ротора теряется только мощность $m_2 I_2^2 R_2$.

Для изменения направления вращения ротора необходимо изменить направление вращения магнитного поля. В трехфазных машинах это осуществляют изменением чередования фаз, для чего переключают два провода, подводящие ток из сети к двум любым фазам обмотки статора.

6.1. Частотное регулирование

Этот способ регулирования частоты вращения позволяет применять наиболее надежные и дешевые асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором. Однако для изменения частоты питаю-

шего напряжения требуется наличие источника электрического тока переменной частоты. В качестве последнего используют либо синхронные генераторы с переменной частотой вращения, либо преобразователи частоты: электромашинные или статические, выполненные на управляемых полупроводниковых вентилях (тиристорах и транзисторах).

Законы регулирования. Зависимость максимального момента от напряжения и частоты выражается формулой (4.5). Подставляя в нее значение $\Omega_1 = 2\pi f_1/p$ при $C_1 = 0$, получим

$$M_{\max} = \pm \frac{m_1 U_1^2 p}{4\pi f_1 [\pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2}]^2} \quad (6.1)$$

или, пренебрегая значением R_1 в знаменателе и выражая $X_1 = 2\pi f_1 L_1$, $X_2' = 2\pi f_1 L_2'$, получим

$$M_{\max} = \pm \frac{m_1 U_1^2 p}{4\pi f_1 (X_1 + X_2')^2} = \pm \frac{m_1 U_1^2 p}{8\pi^2 f_1^2 (L_1 + L_2')^2} = \frac{c U_1^2}{f_1^2}, \quad (6.2)$$

где c — постоянная; L_1 и L_2' — индуктивности рассеяния обмоток статора и ротора.

Из (6.2) следует, что при изменении частоты f_1 одновременно с частотой вращения изменяется и максимальный момент, т. е. перегрузочная способность двигателя (отношение максимального момента $M_{\max}$ к номинальному моменту $M_{\text{ном}}$). Для устойчивости работы двигателя необходимо обеспечить достаточную перегрузочную способность $M_{\max}/M_{\text{ном}} = k_m$. Следовательно, при частотном регулировании должно быть обеспечено условие

$$M_{\max 1}/M_{n1} = M_{\max 2}/M_{n2} = \text{const}, \quad (6.3)$$

где индексы «1» и «2» относятся к различным частотам вращения; M_{n1} и M_{n2} — нагрузочные моменты при этих частотах. Так как согласно (6.2)

$$M_{\max 1}/M_{\max 2} = (U_{11}/U_{12})^2 (f_{12}/f_{11})^2, \quad (6.4)$$

то получаем основной закон частотного регулирования:

$$U_{11}/U_{12} = (f_{11}/f_{12}) \sqrt{M_{n1}/M_{n2}}. \quad (6.5)$$

Этот закон впервые сформулирован академиком М. П. Костенко.

Если требуется регулировать частоту вращения при постоянном нагрузочном моменте ($M_n = \text{const}$), то уравнение (6.5) принимает вид

$$U_{11}/f_{11} = U_{12}/f_{12} = \text{const}, \quad (6.6)$$

т. е. питающее напряжение следует изменять прямо пропорционально его частоте. При этом мощность двигателя увеличивается прямо пропорционально возрастанию частоты вращения.

Если требуется поддерживать режим постоянной мощности электродвигателя $P_2 = M_n \Omega_2 = \text{const}$, то, так как частота вращения Ω_2 приблизительно пропорциональна частоте f_1 , получим условие

$$M_{n1} f_{11} = M_{n2} f_{12} \quad (6.7)$$

или с учетом (6.5)

$$U_{11}/U_{12} = \sqrt{f_{11}/f_{12}}. \quad (6.8)$$

Выведенные соотношения являются приближенными, так как не учитывают активного сопротивления обмотки статора R_1 , входящего в формулу (6.1). Влияние этого сопротивления можно установить по упрощенной круговой диаграмме (рис. 6.1), диаметр которой при условии $U_1/f_1 = \text{const}$ остается неизменным. В этом случае при номинальной частоте линия моментов OT образует с диаметром окружности угол $\gamma_{\text{ном}}$, тангенс которого

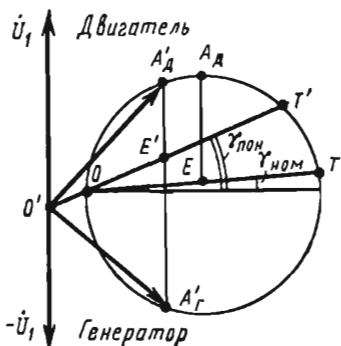


Рис. 6.1. Упрощенная круговая диаграмма при регулировании по условию $U_1/f_1 = \text{const}$ для различных значений частоты f_1

$$\text{tg } \gamma_{\text{ном}} = R_1/(X_1 + X_2') = R_1/[2\pi f_{1\text{ном}}(L_1 + L_2')].$$

При пониженной частоте

$$\text{tg } \gamma_{\text{пони}} = R_1[2\pi f_{\text{пони}}(L_1 + L_2)]$$

и линия моментов OT' проходит существенно выше, что снижает значение максимального момента (отрезок $A'_d E' < A_d E$). Увеличение частоты сверх $f_{1\text{ном}}$ мало сказывается на максимальном моменте, так как угол $\gamma_{\text{ном}}$ обычно мал.

На рис. 6.2 изображены зависимости величины электромагнитного момента M_* в относительных единицах от частоты f_2 тока в роторе при различных значениях частоты питающего напряжения f_1 , построенные для асинхронного двигателя мощностью 100 кВт при законе регулирования $U_1/f_1 = \text{const}$. В двигательном режиме максимальный момент существенно снижается при уменьшении частоты из-за возрастающего влияния падения напряжения в активном сопротивлении статора $I_1 R_1$, что приводит к уменьшению ЭДС E_1 и магнитного потока двигателя. В генераторном режиме максимальный момент с понижением частоты возрастает, что объясняется обратным влиянием падения напряжения $I_1 R_1$ (см. отрезок $A'_r E'$ на рис. 6.2). При этом магнитный поток двигателя увеличивается. Такие характеристики в генераторном режиме нежелательны, так как при малых частотах резко возрастает электромагнитный момент, что может вызвать поломку вала машины.

Часто регулирование двигателя осуществляется по закону постоянства магнитного потока. Из (3.17) следует, что электромагнитный момент асинхронного двигателя при заданной частоте f_2 тока в роторе пропорционален квадрату магнитного потока:

$$M = c_M \Phi_m I_2 \cos \psi_2 = c_M \Phi_m E_{2s} R_2 / (R_2^2 + X_{2s}^2) = C \Phi_m^2. \quad (6.9)$$

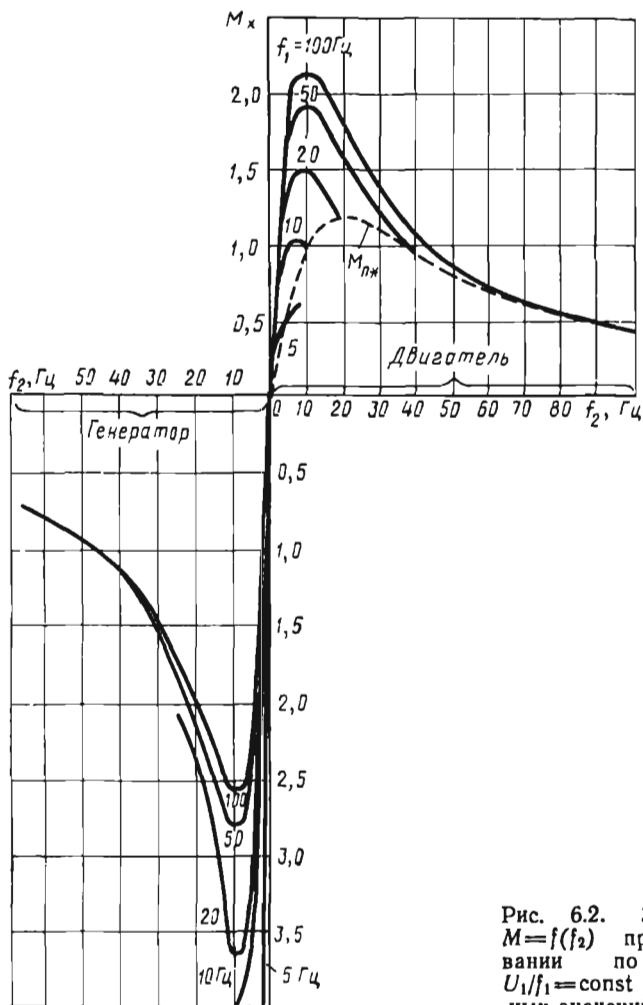


Рис. 6.2. Зависимости $M=f(f_2)$ при регулировании по условию $U_1/f_1=\text{const}$ при различных значениях частоты f_1

Поэтому для поддержания максимального момента неизменным требуется иметь постоянный магнитный поток, т. е. при регулировании частоты должно соблюдаться условие $E_1/f_1=\text{const}$. В этом случае значение момента определяется только частотой

ротора f_2 (рис. 6.3, а) и оно одинаково в двигательном и тормозном режимах.

Для обеспечения неизменного магнитного потока питающее напряжение U_1 должно изменяться так, чтобы выполнялось условие

$$|\dot{U}_1 - \dot{I}_1 R_1 - j I_1 X_1| / f_1 = \text{const.} \quad (6.10)$$

Но так как ЭДС E_1 и реактивное сопротивление X_1 пропорциональны частоте f_1 , а активное сопротивление R_1 от частоты не зависит, то напряжение U_1 должно изменяться по закону

$$U_1 \approx a + b f_1, \quad (6.11)$$

где a и b — постоянные.

На рис. 6.3, б показаны графики изменения напряжения U_1 от частоты f_1 , необходимые для обеспечения указанного закона

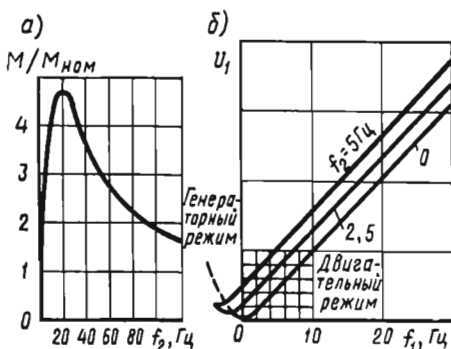


Рис. 6.3. Зависимости:
а — $M = f(f_2)$; б — $U_1 = f(f_1)$ при регулировании по условию $\Phi_m = \text{const}$

регулирования при заданных значениях частоты ротора f_2 , т. е. электромагнитного момента. Получить такую зависимость в электромашинных преобразователях частоты и синхронных генераторах с переменной частотой вращения весьма трудно, так как у них ЭДС пропорциональна частоте. Более гибким является регулирование при питании электродвигателя от статического преобразователя частоты, так как в этом случае напряжение U_1 и частота f_1 могут изменяться по любому требующемуся закону.

Система управления двигателем. Функциональная схема преобразователя частоты, питающего асинхронный двигатель, содержит следующие основные элементы: входной фильтр 1 (рис. 6.4, а), служащий для уменьшения пульсаций тока в питающей сети постоянного тока; регулятор напряжения 2, позволяющий изменять напряжение на асинхронном двигателе в соответствии с выбранным законом регулирования при изменении частоты; собственно преобразователь частоты 3 (инвертор), поочередно подключающий фазы обмотки статора двигателя 4 к шинам разной полярности.

Рассматриваемая функциональная схема является типичной. Она позволяет наиболее четко представить все функциональные зависимости, которые существуют в преобразователе частоты: переключение фаз обмотки двигателя, регулирование напряжения и частоты, фильтрацию переменных составляющих тока, не допуская их попадания в питающую сеть. Часто в эту схему вводят раз-

личные изменения, например после регулятора напряжения 2 включают еще один фильтр; иногда функции преобразователя частоты и регулятора напряжения совмещают в одном устройстве и т. п.

В зависимости от схемы преобразователя частоты его выходное напряжение u имеет прямоугольную (рис. 6.4, б) или ступенчатую (рис. 6.4, в) форму. В соответствии с этим изменяется и ток i в фазах двигателя.

На рис. 6.5 показана однофазная мостовая схема транзисторного инвертора (без регулятора напряжения и фильтра), применяемого в настоящее время для регулирования частоты вращения двигателей мощностью до 10 кВт. Транзисторы можно представить в виде идеальных ключей, поочередно попарно включающихся: при включении транзисторов $T1$ и $T4$ к началу фазы $AХ$ подают положительный потенциал, а к концу ее — отрицательный. Пос-

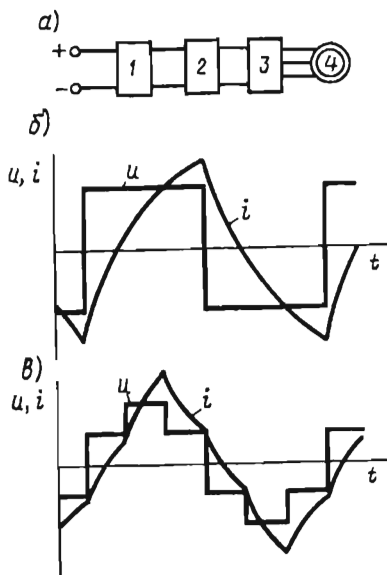


Рис. 6.4. Функциональная схема преобразователя частоты (а), графики напряжения (б) и тока (в) в фазах двигателя

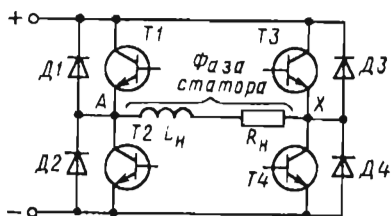


Рис. 6.5. Схема питания одной фазы обмотки статора асинхронного двигателя от транзисторного инвертора

ле их выключения и включения транзисторов $T2$ и $T3$ к концу фазы $AХ$ подают положительный потенциал, а к началу — отрицательный. Таким образом, на фазу $AХ$ подается переменное напряжение u прямоугольной формы. Частота питающего напряжения f_1 определяется частотой переключения транзисторов. При активно-индуктивной нагрузке R_n-L_n , которую представляет фаза статора, ток i в ней отстает по фазе от напряжения. Для его замыкания в отрезки времени, когда напряжение изменяет свою полярность, служат обратные диоды $D1...D4$. Например, после закрытия транзисторов $T1$ и $T4$ ток в нагрузке в некоторое время проходит в прежнем направлении — от A к X , замыкаясь через диоды $D3, D2$ и через источник питания (во встречном направлении), пока не уменьшится до нуля.

Схема трехфазного мостового транзисторного инвертора показана на рис. 6.6. Благодаря поочередному включению транзисторов ток последовательно проходит по контурам обмоток $AB-AC-BC-BA-CA-CB-AB$, благодаря чему в двигателе создается вращающееся магнитное поле. Достоинством трехфазной мостовой схемы преобразователя является то, что в кривых фазных токов отсутствуют третьи гармонические.

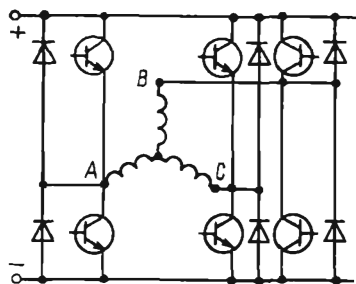


Рис. 6.6. Схема питания обмотки статора трехфазного асинхронного двигателя от транзисторного инвертора

В ряде случаев регулирование напряжения осуществляется без установки специального регулятора — «внутренними» силами инвертора. Для этого выходное напряжение инвертора модулируется высокочастотными сигналами (рис. 6.7, а), при которых кратковременные импульсы напряжения сменяются паузами. Среднее напряжение за полупериод

$$U_{cp} = U (\Sigma \tau) / (0,5T) = \gamma U, \quad (6.12)$$

где $\Sigma \tau$ — сумма проводящих отрезков времени за полупериод $T/2$; $\gamma = (\Sigma \tau) / (0,5T)$ — коэффициент заполнения.

Путем изменения соотношения между проводящими и непроводящими отрезками времени, т. е. изменения коэффициента заполнения, можно регулировать среднее значение выходного напряжения при неизменном значении входного напряжения. Рассмотренный метод регулирования называют *широтно-импульсным*.

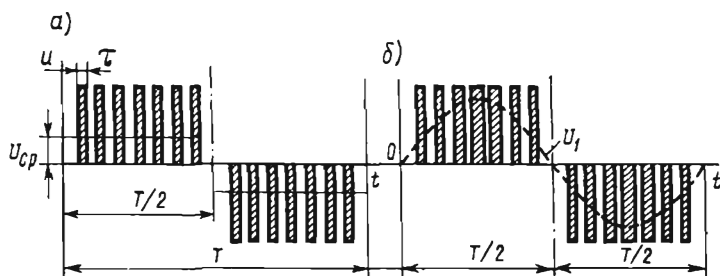


Рис. 6.7. Графики изменения напряжения, подаваемого на обмотку статора двигателя при широтно-импульсном регулировании (а) и при широтно-импульсной модуляции по синусоидальному закону (б)

При широтно-импульсном регулировании в мостовом инверторе (см. рис. 6.5) в течение одного полупериода один транзистор, подающий питание на фазу статора, включен все время (например, $T2$), а другой — периодически с временами τ (в данном слу-

чае $T3$). Во время пауз, т. е. когда транзистор $T3$ закрыт, ток через нагрузку замыкается по контуру: транзистор $T2$ — диод $D4$ — нагрузка, т. е. минуя источник тока, благодаря чему во время пауз напряжение равно нулю.

При широтно-импульсном методе регулирования напряжения влияние высших гармонических значительно сильнее (особенно при малых γ), чем при прямоугольной форме напряжения. Для их уменьшения увеличивают число импульсов в полупериоде, т. е. частоту модуляции f_u , делая ее не меньше чем в 12 раз выше частоты основной гармонической f_m инвертора (машинной частоты).

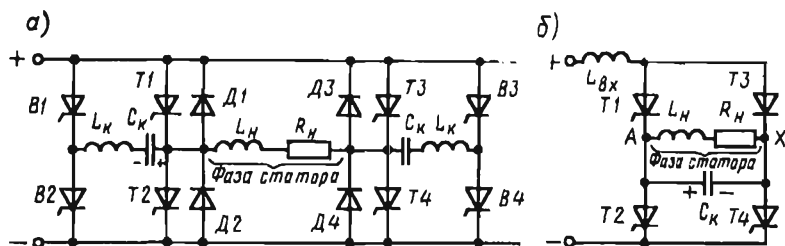


Рис. 6.8. Схемы питания одной фазы асинхронного двигателя от инвертора напряжения (а) и от инвертора тока (б) на тиристорах

При мощностях до сотен ватт это обстоятельство не создает заметных неудобств, так как частотные свойства транзисторов очень высокие. При мощностях более 10 кВт применяют не транзисторы, а более мощные вентили — тиристоры, частотные свойства которых значительно ниже, вследствие чего применение широтно-импульсного регулирования требует специальных тиристорov (с повышенными динамическими свойствами), так как необходимая частота импульсов составляет примерно 5000...10 000 Гц.

Улучшение спектрального состава выходного напряжения можно получить, применив широтно-импульсную модуляцию по синусоидальному закону (рис. 6.7, б), при котором ширина импульсов изменяется в течение полупериода; наибольшая ширина импульсов наблюдается в середине периода, а к началу и концу полупериода уменьшается.

На рис. 6.8, а приведена схема одной фазы инвертора на тиристорах при использовании широтно-импульсной модуляции. Кроме главных тиристорov $T1...T4$ и соответствующих им обратных диодов $D1...D4$ фаза инвертора имеет еще два коммутирующих узла, состоящих из конденсатора C_k и реактора L_k , которые служат для запирапия тиристорov. Конденсаторы C_k через вспомогательные тиристоры $B1...B4$ заряжаются от сети прежде, чем включаются главные тиристоры. Например, перед включением тиристорov $T1$ и $T4$ конденсаторы должны иметь полярность, показанную на

рис. 6.8. По сигналу управления тиристоры $T1$ и $T4$ включаются и какое-то время проводят ток.

Для их запираания на вспомогательные тиристоры $B1$ и $B4$ подают импульсы управления и после включения этих тириستоров заряженные конденсаторы C_k подключаются к тиристорам $T1$ и $T4$ так, что разрядный ток конденсатора направляется против тиристора. В связи с этим ток через тиристоры $T1$ и $T4$ прекращается, а конденсаторы продолжают разряжаться через нагрузку и обратные диоды до тех пор, пока напряжение на них не изменит знак и оно станет равным напряжению питания (или несколько больше). После перезаряда конденсаторы оказываются подготовленными к запираанию тириستоров $T2$ и $T3$. Для запираания тиристоров $T2$ и $T3$ (при широтно-импульсной модуляции) открывают вспомогательные тиристоры $B2$ и $B3$. Приведенный пример показывает сложность выполнения инвертора на тиристорах, для которого кроме главных тиристоров требуются узлы запираания, состоящие из вспомогательных тиристоров, конденсаторов C_k и реакторов L_k . Это увеличивает массу и стоимость инверторов и снижает их надежность.

Кроме того, в инверторах рассмотренного типа (инверторах напряжения) возможны очень большие пики тока при малых частотах вращения двигателя. Это объясняется тем, что минимальная длительность приложения напряжения $\tau_{\min}$ довольно велика, так как она определяется временем перезаряда коммутлирующего конденсатора. При малой частоте вращения двигателя ЭДС вращения в обмотке статора практически отсутствует и за период проводящего состояния инвертора ток в обмотке возрастает по закону:

$$i \approx \left(\frac{\dot{U}}{R_1 + R'_2} \right) \left[1 - e^{-[(R_1 + R'_2)/(L_1 + L'_2)] t} \right], \quad (6.13)$$

достигая максимума при $t = \tau$. В (6.13) R_1 и R'_2 — активные сопротивления обмоток двигателя; L_1 и L'_2 — их индуктивности.

Используют и другой тип инвертора — инвертор тока, в котором не может возникать больших пиков токов, а коммутрующие устройства существенно упрощаются (рис. 6.8, б). На входе такого инвертора включают мощный реактор $L_{\text{вк}}$, вследствие чего ток в нем практически неизменен и равен току нагрузки ($i = I_n$). При включенном состоянии тиристоров $T1$ и $T4$ ток в нагрузке проходит от начала фазы к концу, а коммутлирующий конденсатор C_k заряжается с полярностью, показанной на схеме. Когда нужно изменить направление тока в нагрузке, подают отпирающие импульсы управления на тиристоры $T2$ и $T3$. При этом разрядный ток коммутлирующего конденсатора ускоряет включение тиристоров $T2$ и $T3$ и способствует выключению тиристоров $T1$ и $T4$. Затем конденсатор перезаряжается, изменяя свою полярность, и оказывается подготовленным к следующему циклу изменения тока

в нагрузку. Недостатками инвертора тока являются наличие мощного реактора и необходимость иметь на входе регулятор напряжения.

При питании инвертора от сети переменного тока его можно выполнить без коммутирующих узлов (инвертор с непосредственной связью). Каждая фаза такого инвертора (рис. 6.9, а) связана с каждой фазой сети двумя тиристорами, включенными встречно-параллельно. Поэтому каждую фазу двигателя можно подключить к трехфазной сети в любом сочетании с другой фазой. На рис. 6.9, б

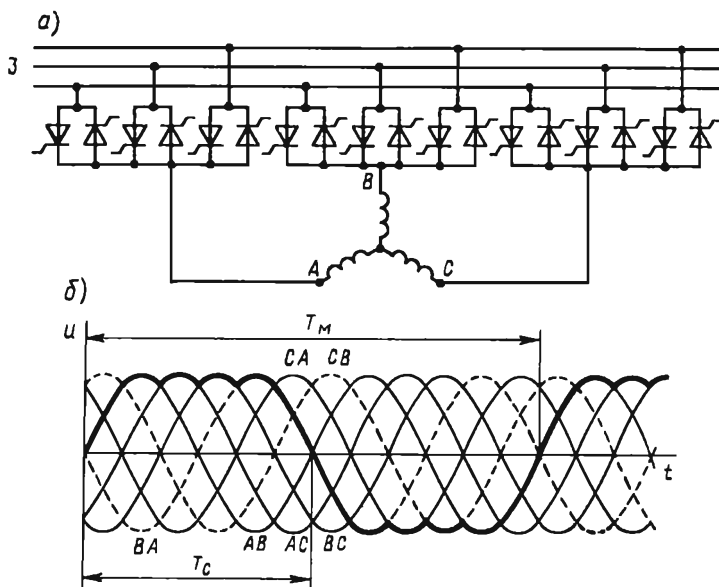


Рис. 6.9. Схема питания асинхронного двигателя от инвертора с непосредственной связью с сетью переменного тока (а) и графики напряжения, подаваемого на его фазы (б)

показано образование из напряжения сети с периодом T_c выходного напряжения пониженной частоты с периодом T_m , которое подают на обмотку двигателя. Недостатком рассматриваемого инвертора является то, что его максимальная выходная частота меньше частоты сети практически в 2—3 раза. Поэтому подобные преобразователи частоты применяют только для питания мощных тихоходных асинхронных двигателей.

Системы управления преобразователя частоты должны регулировать выходные напряжения и частоту преобразователя по требуемому закону. Как показано выше, очень распространенным является регулирование при постоянном магнитном потоке двигателя Φ и постоянной частоте ротора f_2 , так как такой закон регулирования

обеспечивает близкие к оптимальным условиям работы двигателя во всем диапазоне частоты вращения при постоянном моменте нагрузки.

Для поддержания постоянного потока Φ при постоянной частоте ротора f_2 необходимо обеспечить, чтобы $I_1 = I_0 + (-I_2') \approx \text{const}$, так как постоянство $\Phi = \text{const}$ обуславливает неизменность намагничивающего тока $I_0 \approx I_\mu = \text{const}$, а постоянство $f_2 = \text{const}$ и, следовательно, $M = \text{const}$ — постоянство тока ротора I_2 . Таким образом, для частотного регулирования асинхронного двигателя можно применить систему управления, структурная схема которой приведена на рис. 6.10, а. Преобразователь частоты ПЧ получает питание от источника тока ИТ и подает трехфазное напряжение на статор асинхронного двигателя АД.

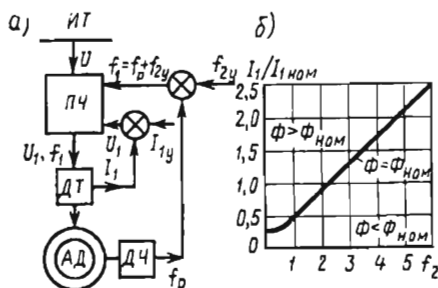


Рис. 6.10. Функциональная схема системы управления асинхронным двигателем при регулировании по условию $\Phi = \text{const}$ (а) и зависимость тока I_1 от частоты f_2 (б)

Система автоматического регулирования должна устанавливать в преобразователе ПЧ такое выходное напряжение U_1 и частоту f_1 , чтобы в статоре двигателя проходил заданный ток I_1 , а ротор имел заданную частоту f_2 . Для этого система должна иметь два канала управления, один из которых задает величину U_1 в соответствии с измеренным значением тока статора I_1 , а второй — частоту f_2 . В нее входят датчики ДТ и ДЧ тока I_1 и частоты f_p , пропорциональной частоте вращения ротора, и устройства, задающие сигналы уставки I_{1y} и f_{2y} , пропорциональные требуемым значениям тока I_1 и частоты f_2 . При этом частота $f_1 = f_{2y} + f_p$.

На рис. 6.10, б показана зависимость тока статора от частоты тока в роторе при постоянном магнитном потоке $\Phi = \Phi_{\text{ном}}$, построенная для двигателя мощностью 100 кВт. Приведенная кривая соответствует оптимальному закону регулирования, так как при отклонении от нее в область больших токов магнитный поток возрастает и в магнитной цепи возникает повышенное насыщение, а при отклонении от нее в область меньших токов магнитный поток уменьшается, что приводит к снижению электромагнитного момента и возрастанию электрических потерь. Естественно, что специфические условия эксплуатации привода могут внести существенные коррективы в указанный закон регулирования I_1 и f_2 (например, если двигатель длительно работает с моментами, меньшими номинального).

При повышенных частотах вращения по сравнению с номинальной, как правило, осуществляется закон регулирования при посто-

янной мощности согласно (6.8). Однако иногда приходится работать в режиме «ослабления поля», когда пропорционально частоте вращения n_2 изменяется частота f_1 питающего напряжения, а первичное напряжение U_1 остается неизменным. При этом с повышением частоты f_1 уменьшаются магнитный поток и максимальный момент двигателя. Такой метод регулирования используют только в том случае, если максимальная частота вращения незначительно превышает номинальную: $n_{2\max} \leq 1,4 n_{2\text{ном}}$. При этом снижение максимального момента не слишком велико, а система управления существенно упрощается.

6.2. Особенности работы и устройства частотно-регулируемых двигателей

Номинальная частота вращения и частота тока. В большинстве электроприводов частотно-регулируемые двигатели работают при изменяющихся значениях n_1 , f_1 и U_1 в определенных диапазонах и по заданным законам.

Так как двигатель не связан со стандартной частотой тока в сети, то номинальные значения частоты тока и частоты вращения можно выбирать максимально приближенными к оптимальным с точки зрения получения минимальной массы (стоимости), габаритных размеров двигателя и его экономичной работы в заданном диапазоне регулирования. При этом должны учитываться возможности достижения необходимой кратности частоты на входе и на выходе преобразователя частоты.

За номинальную (расчетную) частоту вращения магнитного поля $n_{1\text{ном}}$ обычно принимают ее значение при максимальном расчетном моменте в заданном диапазоне регулирования. При работе двигателя в продолжительном режиме с постоянным моментом за номинальную частоту вращения $n_{1\text{ном}}$ принимают ее максимальное значение.

Номинальная (расчетная) частота тока $f_{1\text{ном}}$ при заданном диапазоне изменения n_1 от $n_{1\max}$ до $n_{1\min}$ определяется по формуле

$$f_{1\text{ном}} = f_{1\max} (n_{1\text{ном}} / n_{1\max}). \quad (6.14)$$

Ей соответствует число пар полюсов

$$p = 60 f_{1\text{ном}} / n_{1\text{ном}}. \quad (6.15)$$

Если диапазон изменения n_1 не задан, то значению $f_{1\text{ном}}$ соответствует частота вращения

$$n_{1\text{ном}} = 60 f_{1\text{ном}} / p, \quad (6.16)$$

где число пар полюсов p определяется по табл. 6.1.

Таблица 6.1

Номинальная частота вращения $n_{\text{ном}}$, об/мин	Число пар полюсов p	Номинальная частота тока $f_{\text{ном}}$, Гц
До 1000	3	До 50
1000 ... 1500	3	50 ... 75
1500 ... 2400	2,3	50 ... 120
2400 ... 3600	2	80 ... 120
3600 ... 6000	1,2	60 ... 200
Более 6000	1	Более 100

Меньшие значения частоты в этой таблице соответствуют двигателям с относительно большими удельными потерями в стали, большие — двигателям с малыми удельными потерями в стали (высоколегированные стали).

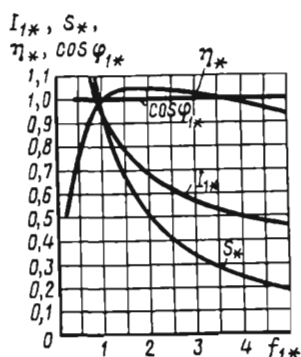


Рис. 6.11. Зависимость основных характеристик двигателя от частоты f_1 при $P_2 = \text{const}$ и регулировании по закону согласно (6.5)

Диапазон изменения частоты и напряжения и законы их регулирования. Применение того или иного закона регулирования частоты и напряжения зависит от конкретных требований, предъявляемых к электроприводу. Если требуется осуществить управление двигателем при $P_2 = \text{const}$, что характерно для тягового привода, то при использовании закона регулирования, согласно (6.5), все основные показатели и характеристики двигателя, кроме $\cos \varphi_1$, ухудшаются (рис. 6.11). Особенно заметным это ухудшение становится примерно от половины номинального значения $f_{\text{ном}}$ (граница, от которой начинается резкое ухудшение, зависит от параметров двигателя, главным образом от значения активного сопротивления обмотки статора). Поэтому применение указанного закона в области низ-

ких частот вращения, а также для приводов с глубоким ее регулированием нецелесообразно. В диапазоне регулирования вверх от номинальной частоты вращения этот закон обеспечивает работу двигателя с практически номинальным значением КПД и постоянным $\cos \varphi_1$. Однако в этом случае приходится ограничивать увеличение напряжения, так как это приводит к возрастанию установленной мощности преобразователя частоты.

При ограничении напряжения и управлении двигателем по закону (6.8) с увеличением частоты f_1 происходит уменьшение магнитного потока Φ_m , вследствие чего кратность максимального момента k_m снижается пропорционально частоте f_1 . КПД и $\cos \varphi_1$ при этом изменяются незначительно (рис. 6.12). Таким образом, в рассмотренном случае диапазон регулирования ограничивается

величиной k_m , и возрастание частоты вращения возможно лишь до тех пор, пока k_m не уменьшится до величины 1,2...1,3. Такие пониженные значения k_m допускаются потому, что обычно для управления двигателем применяют замкнутую систему регулирования напряжения и частоты, которая исключает возможность нарушения его устойчивости.

При управлении двигателем с неизменным нагрузочным моментом, что характерно для кранового привода, целесообразно использовать закон регулирования согласно (6.11), обеспечивающий постоянство магнитного потока. В этом случае при снижении частоты в связи с относительным возрастанием падения напряжения $I_1 R_1$ в активном сопротивлении обмотки статора напряжение U_1 уменьшается в меньшей степени, чем f_1 . При этом ток статора I_1 , КПД и $\cos \varphi_1$ изменяются в сравнительно небольших пределах (рис. 6.13). Характеристики, приведенные на рис. 6.11...6.13, построены в относительных единицах f_{1*} , s_* , η_* , $\cos \varphi_{1*}$, I_{1*} , для которых за базовые величины приняты их значения при номинальной частоте; при этом I_{1*} , s_* , η_* и $\cos \varphi_{1*}$ соответствуют номинальной нагрузке.

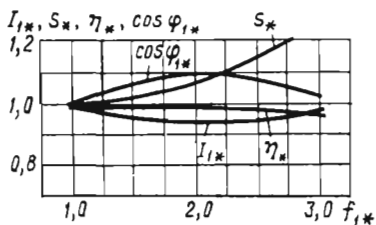


Рис. 6.12. Зависимость основных характеристик двигателя от частоты f_1 при $P_2 = \text{const}$, регулировании по закону согласно (6.8) и ограничении напряжения $U_1 = U_{\text{ном}} = \text{const}$

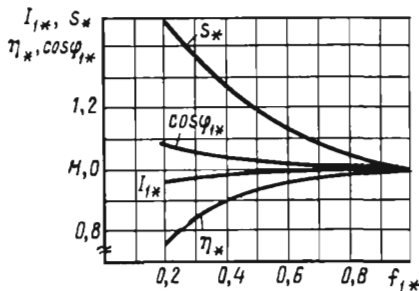


Рис. 6.13. Зависимость основных характеристик двигателя от частоты f_1 при $M_{\text{в}} = \text{const}$ и регулировании по закону согласно (6.11)

При перегрузках желательно повышать отношение U_1/f_1 по сравнению с номинальным режимом, например, при частотах 2...5 Гц примерно в 2 раза и более. Оптимальное отношение U_1/f_1 при перегрузках определяется исходя из следующих соображений. Обычно в асинхронном двигателе при номинальном режиме электрические потери $\Delta P_{\text{эл}} > (\Delta P_{\text{м}} + \Delta P_{\text{мех}})$, а при перегрузках они возрастают в еще большей степени. Поэтому целесообразно в данном случае увеличивать магнитный поток, т. е. напряжение U_1 с целью уменьшения тока I_1 , а следовательно, и потерь $\Delta P_{\text{эл}}$. Однако при этом возрастают намагничивающий ток I_{μ} и магнитные потери $\Delta P_{\text{м}}$. Ограничивающим фактором при такой форсировке напряжения U_1 является недопустимое возрастание тока I_{μ} , так как при некотором предельном значении U_1 влияние этого тока на потери

$\Delta P_{эл}$ оказывается большим влияния активной составляющей тока I_1 . При низких частотах f_1 , когда потери $(\Delta P_m + \Delta P_{мех})$ сравнительно малы, можно допускать более значительную форсировку напряжения, чем при номинальной частоте.

При выборе номинальной частоты вращения двигателя и диапазона ее регулирования необходимо обеспечить равномерность вращения ротора, так как при питании двигателя от статических преобразователей частоты вращения ротора при низких частотах f_1 из-за влияния пульсационных моментов становится неравномерным, а при более глубоком регулировании — дискретным. Величина пульсационных моментов зависит от напряжения U_1 , момента инерции ротора, частоты питания f_1 и момента нагрузки M_n на валу двигателя и может в 2...3 раза превышать момент $M_{ном}$. Путем оптимального выбора этих величин можно уменьшить указанные моменты и тем самым ограничить частоту $f_{1кр}$, ниже которой начинает проявляться неравномерность вращения ротора. Для двигателей с высотой оси вращения $H > 132$ мм значение $f_{1кр}$, при которой неравномерность частоты вращения n_2 достигает $\pm 10\%$, приблизительно составляет 4...5 Гц для двигателей с $2p=4, 6$ и 8 и 1,5...3 Гц при $2p=2$. Меньшие значения $f_{1кр}$ относятся к более мощным машинам.

Таблица 6.2

Диапазон изменения	Исполнение 1		Исполнение 2	
	Частоты вращения	Частоты тока, Гц	Частоты вращения	Частоты тока, Гц
Полный	1:3,75	24...90	1:22,5	5...90
Вниз от номинальной	2,5:1	60...24	15:1	60...5
Вверх от номинальной	1:1,5	60...90	1:1,5	60...90

В настоящее время в СССР разработаны частотно-регулируемые двигатели с номинальной частотой тока 60 Гц. Они выпускаются на двух исполнениях с различными диапазонами изменения частоты вращения и частоты тока, которые приведены в табл. 6.2.

В соответствии с диапазонами изменения n_1 и f_1 они имеют различные скольжения при номинальном режиме и низких частотах. Законы регулирования для указанных исполнений приведены в табл. 6.3.

Перегрузочная способность. Частотно-регулируемые двигатели в основном работают с различными регуляторами напряжения или магнитного потока, которые обеспечивают устойчивую работу двигателя. Поэтому перегрузочную способность k_m в ряде случаев можно уменьшить. Максимальный момент двигателя из-за несинусоидальности питающего напряжения меньше, чем в таком же двигателе, работающем при синусоидальном напряжении. Значение его зависит от степени искажения напряжения, т. е. от типа преобразователя частоты.

В зависимости от особенностей системы регулирования перегрузочная способность при разных частотах вращения двигателя может быть различной. При заданном значении k_m и номинальном режиме перегрузочная способность при низких частотах f_1 зависит от значения магнитного потока и насыщения магнитных путей потока рассеяния. В двигателях общего назначения мощностью 20 ... 250 кВт магнитный поток при 2 ... 3-кратной перегрузке уменьшается до 80 ... 85% номинального значения. Поэтому даже в хорошо использованных в магнитном отношении машинах можно одновременно при перегрузках повысить значение потока в 1,1 раза по сравнению с номинальным режимом. В частотно-управляемых двигателях при минимальной частоте вращения и указанных выше перегрузках магнитный поток можно увеличить примерно в 1,3...

Таблица 6.3

Диапазон изменения частоты f_1 , Гц	Закон регулирования	
	Исполнение 1	Исполнение 2
5 ... 24	—	$M = M_{\text{ном}} = \text{const}; \Phi = \text{const}$
24 ... 60	$M = 0,5 M_{\text{ном}} (1 + s/s_{\text{ном}});$ $U_1/f_1 = \text{const}$	$M = M_{\text{ном}} = \text{const}; \Phi = \text{const}$
60 ... 90	$P_2 = P_{\text{ном}} = \text{const}; U_1 = \text{const}$	$P_2 = P_{\text{ном}} = \text{const}; U_1 = \text{const}$

1,4 раза, что обеспечивает возрастание перегрузочной способности k_m приблизительно в 2 раза. Увеличению k_m способствует также уменьшение индуктивных сопротивлений $X_1 + X'_2$ в результате увеличения насыщения зубцов и магнитных путей потока рассеяния из-за возрастания магнитного потока и тока нагрузки. Исследованиями установлено, что это обстоятельство при частотном регулировании приводит к увеличению максимального момента примерно в 1,3 ... 1,4 раза. Таким образом, принятые для двигателей общего применения значения $k_m = 1,8 ... 2,2$ при номинальном режиме достаточны для обеспечения нормальной работы частотно-регулируемых двигателей в диапазоне частот вращения ниже номинальной.

Пуск частотно-регулируемых двигателей производится путем плавного изменения частоты f_1 , что позволяет во многих случаях избежать возможности их работы при скольжениях выше критических. Поэтому при проектировании двигателя значения пускового и минимальных моментов и пускового тока обычно не задают. Это позволяет выполнить обмотку ротора с минимальным сопротивлением и, следовательно, уменьшить массу и увеличить КПД двигателя. Форма паза также может быть выбрана без учета пусковых характеристик; в ряде случаев можно отказаться от скоса пазов.

Динамические качества. Частотно-регулируемые двигатели часто работают при непрерывных изменениях частоты вращения, частоты тока и напряжения. В связи с этим необходимо особо учитывать динамические свойства двигателей, обеспечивать мини-

мальное время переходных процессов в электроприводе при минимальных значениях перерегулирования по току, частоте и напряжению. К работе двигателей общего назначения эти требования, как правило, не предъявляются.

Быстродействие двигателя $\alpha_{\omega f}$, определяемое скоростью изменения его частоты вращения при изменении частоты питания f_1 , зависит от выбора основных параметров машины. На основании проведенных исследований установлено, что при проектировании частотно-управляемых двигателей с улучшенными динамическими свойствами надо стремиться к снижению момента инерции J , индуктивных сопротивлений X_1 , X_2 , X_m и активных сопротивлений

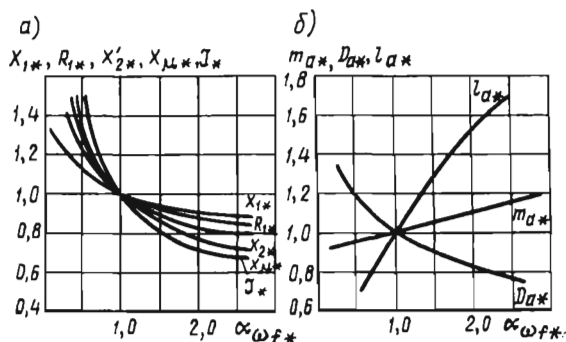


Рис. 6.14. Зависимости основных параметров двигателя (а), массы его активных материалов и основных размеров (б) от быстродействия

R_1 и R_2 , что связано с изменением массы и основных размеров двигателя. На рис. 6.14, а приведены в качестве примера зависимости указанных параметров в относительных единицах от быстродействия, а на рис. 6.14, б — зависимости от быстродействия массы m_a , активных материалов, диаметра D_a сердеч-

ника статора и его длины l_a (в качестве базового двигателя с быстродействием $\alpha_{\omega f*} = 1$ принят двигатель серии 4А мощностью 5 кВт). Очевидно, что повышение быстродействия связано с изменением массы и основных размеров двигателя.

Энергетические показатели. При работе частотно-регулируемых двигателей желательно, чтобы они имели оптимальные энергетические показатели во всем диапазоне регулирования, что обычно не предусматривается в двигателях общего назначения.

Проведенными исследованиями установлено, что несинусоидальность питающего напряжения влияет на энергетические показатели двигателя следующим образом:

1) КПД и $\cos \varphi_1$ при работе двигателей от преобразователя частоты меньше, чем при работе от сети с синусоидальным напряжением. КПД ниже в среднем на 2...3%, а $\cos \varphi_1$ — на 5%.

2) Несинусоидальность напряжения приводит к возникновению добавочных высокочастотных потерь, что увеличивает нагрев двигателя и снижает в результате этого примерно на 10...25% величину полезной мощности на валу двигателя.

Добавочные потери в обмотках и в стали магнитопровода возникают от действия высших гармоник тока и магнитного потока, созданных высшими гармониками питающего напряжения.

Электрические потери в обмотках от токов высших гармоник [см. (4.42)] определяются согласно (4.43) и составляют для каждой гармоники $\Delta P_{эл\upsilon} = \Delta P_{эл.к}/\nu^3$, где $\Delta P_{эл.к}$ — потери мощности при синусоидальном напряжении в режиме короткого замыкания (при пусковом токе); ν — порядок высшей гармоники. Потери от действия всего спектра высших гармоник при питании двигателя прямоугольным напряжением согласно (4.46) увеличиваются по сравнению с потерями при синусоидальном напряжении для машин большой и средней мощности в 1,11 ... 1,30 раза, а для машин малой мощности — в 1,02 ... 1,05 раза.

Самой опасной является третья гармоника напряжения, так как она имеет наибольшую амплитуду и сравнительно небольшую частоту. Поэтому во всех устройствах частотного регулирования принимают меры по уничтожению третьей гармоники тока путем применения специальных реакторов или соединения обмоток двигателя звездой, что исключает прохождение совпадающих во времени третьих гармоник тока.

При изменении частоты питающего напряжения изменяется значение потерь $\Delta P_{эл\upsilon}$ для каждой гармоники. При этом отношение потерь от тока ν -й гармоники при некоторой частоте f к потерям от той же гармоники при номинальной частоте $f_{ном}$

$$\frac{\Delta P_{эл\upsilon f}}{\Delta P_{эл\upsilon ном}} = \left(\frac{I_{\nu f}}{I_{\nu ном}} \right)^2 \left(\frac{R_{\nu f}}{R_{\nu ном}} \right) \quad (6.17)$$

или

$$\frac{\Delta P_{эл\upsilon f}}{\Delta P_{эл\upsilon ном}} = \left(\frac{U_{\nu f}}{U_{\nu ном}} \right)^2 \left(\frac{R_{\nu f}}{R_{\nu ном}} \right) \left(\frac{R_{\nu ном}^2 + X_{\nu ном}^2}{R_{\nu f}^2 + X_{\nu f}^2} \right), \quad (6.18)$$

где $R_{\nu} = R_{1\nu} + R'_{2\nu}$; $X_{\nu} = X_{1\nu} + X'_{2\nu}$.

Если принять $U_{\nu f}/U_{\nu ном} \approx f/f_{ном}$ (отсутствует регулятор магнитного потока двигателя) и $X_{\nu f}/X_{\nu ном} \approx f/f_{ном}$ (пренебрегая изменением индуктивного сопротивления из-за вытеснения тока), то (6.17) или (6.18) можно представить в виде

$$\frac{\Delta P_{эл\upsilon f}}{\Delta P_{эл\upsilon ном}} = \left(\frac{R_{\nu f}}{R_{\nu ном}} \right) \left[\frac{(f/f_{ном})^2 R_{\nu ном}^2 + X_{\nu f}^2}{R_{\nu f}^2 + X_{\nu f}^2} \right]. \quad (6.19)$$

Так как при $f < f_{ном}$ $R_{\nu f}/R_{\nu ном} < 1$ и $(f/f_{ном})^2 R_{\nu ном}^2 < R_{\nu f}^2$, то и электрические потери в обмотках $\Delta P_{эл\upsilon f} < \Delta P_{эл\upsilon ном}$.

Более подробный анализ показывает, что и при наличии регулятора магнитного потока при $f < f_{ном}$ также соблюдается неравенство $\Delta P_{эл\upsilon f} < \Delta P_{эл\upsilon ном}$.

Магнитные потери в стали от токов высших гармоник обычно невелики, так как амплитуды высших гармоник магнитного потока малы. Приближенно можно принять, что создаваемая ими индукция в стали магнитопровода

$$B_{\nu} \approx U_{\nu}/f_{\nu} = U_1/(f_1 \nu^2). \quad (6.20)$$

Магнитные потери в стали магнитопровода можно оценить $\Delta P_{mv} = B^2 f^{1,3}_v$, тогда отношение потерь от v -й гармоники к потерям от основной гармоники

$$\frac{\Delta P_{mv}}{\Delta P_{m1}} = \left(\frac{B_v}{B_1}\right)^2 \left(\frac{f_v}{f_1}\right)^{1,3} = \left(\frac{U_v}{U_1}\right)^2 \left(\frac{f_v}{f_1}\right)^{-0,7} = \frac{1}{v^{2,7}}. \quad (6.21)$$

Из (6.21) следует, что магнитные потери резко убывают с увеличением номера гармоники. Так, например, магнитные потери в стали от пятой гармоники составляют менее 0,5% основных маг-

Таблица 6.4

Синхронная частота вращения, об/мин	Частота тока, Гц	Отношение мощности частотно-регулируемого двигателя к мощности двигателя серии 4А		
		при использовании серийного двигателя в качестве регулируемого	для регулируемых двигателей, выполненных на магнитопроводах машин серии 4А	для регулируемых двигателей со специальными магнитопроводами
3000	50	0,8 ... 0,85	0,9 ... 0,93	0,95 ... 0,97
	100	—	0,98 ... 1,05	1,09 ... 1,15
1500	50	0,81 ... 0,86	0,9 ... 0,95	0,95 ... 0,98
	75	—	0,94 ... 0,98	0,98 ... 1,03
	100	—	0,84 ... 0,9	0,9 ... 0,94
1000	50	0,82 ... 0,87	0,91 ... 0,95	0,95 ... 1,0
	66 2/3	—	0,88 ... 0,92	0,91 ... 0,96
750	50	0,82 ... 0,87	0,91 ... 0,95	0,95 ... 0,98

нитных потерь, от седьмой гармоники — 0,2% и т. д. Суммарные потери в стали от высших гармоник, определенные по (6.21), не превышают 1%. Формула (6.21) не является точной, так как магнитные потери ΔP_{mv} от высших гармоник возникают из-за перемагничивания стали по частичному циклу и имеют несколько большую величину (обычно 2 ... 3%), однако это не меняет вывода о незначительном увеличении потерь в стали.

При пониженных частотах f_1 питающего напряжения магнитные потери ΔP_{mv} уменьшаются так же, как и основные потери ΔP_{m1} . Следовательно, максимальные потери $\Delta P_{mv} + \Delta P_{m1}$ имеют место при максимальных значениях частоты f_1 .

Мощность двигателя. По указанным выше причинам при использовании машин общего назначения в качестве частотно-регулируемых их мощность уменьшается (табл. 6.4). При создании специальных частотно-регулируемых двигателей, разработанных на базе магнитопроводов общего назначения, мощность двигателя в

том же габарите при заданной частоте вращения и оптимальной частоте тока возрастает примерно на 20% при $n_1=3000$ об/мин; на 15% — при $n_1=1500$ об/мин и на 10% — при $n_1=1000$ и 750 об/мин. При создании частотно-регулируемых двигателей со специально разработанными магнитопроводами мощность двигателей возрастает при тех же условиях соответственно на 35, 20 и 15%.

Приведенные в табл. 6.4 соотношения относятся к условиям работы двигателя от серийных статических преобразователей частоты со ступенчатой формой кривой выходного напряжения и коэффициентом нелинейных искажений 30%. При этом КПД серийного двигателя, используемого в качестве регулируемого, снижается на 2...4%, а $\cos \varphi_1$ — в среднем на 5%; в регулируемых двигателях, выполненных на магнитопроводах двигателей серии 4А, снижение КПД составляет 1...2%, $\cos \varphi_1$ — 2...3%; в регулируемых двигателях, выполненных со специально разработанными магнитопроводами, КПД примерно одинаков, а при $n_1=3000$ об/мин выше, чем в двигателях серии 4А.

Устройство частотно-регулируемых двигателей. Они выпускаются на основе двигателей общего назначения с учетом максимальной унификации основных конструктивных элементов. При этом изменяются магнитопроводы, обмотки статора и ротора и подшипниковые узлы. В двигателях предусматривают независимую вентиляцию (так как при самовентиляции тепловой режим машины при низкой частоте вращения резко ухудшается), вывод второго конца вала для размещения датчика частоты вращения и согласование расчетного напряжения обмотки статора с напряжением преобразователя частоты.

Проведенные расчетные и экспериментальные исследования показали, что при проектировании рассматриваемых двигателей следует выбирать увеличенный воздушный зазор по сравнению с двигателями общего назначения. Увеличение воздушного зазора способствует уменьшению потерь мощности и добавочных моментов, возникающих при питании двигателя несинусоидальным напряжением. Чем меньше число полюсов и больше мощность двигателя, тем менее существенно снижается $\cos \varphi_1$ (относительное значение намагничивающего тока у таких двигателей уменьшает-

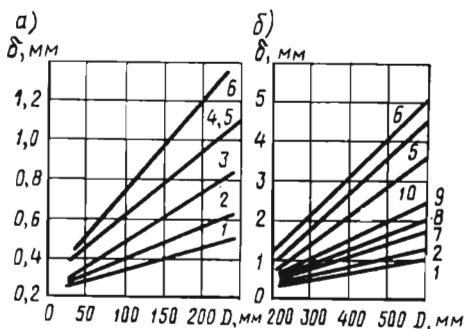


Рис. 6.15. Зависимости величины воздушного зазора при различном числе полюсов и значениях k_M :

1 — $2p=8, 10, k_M \leq 1.7$; 2 — $2p=8, 10, k_M > 2$; 3 — $2p=4, 6, k_M \leq 2$; 4 — $2p=4, 6, k_M > 3$; 5 — $2p=2, k_M \leq 2$; 6 — $2p=2, k_M > 3$; 7 — $2p=6, k_M \leq 2$; 8 — $2p=6, k_M > 3$; 9 — $2p=4, k_M \leq 2$; 10 — $2p=4, k_M > 3$

ся). Значения воздушного зазора для двигателей с различным числом полюсов и различными значениями k_m приведены на рис. 6.15. Из приведенных графиков следует, что при увеличении диаметра сердечника воздушный зазор, как и у обычных асинхронных двигателей, следует увеличивать. В двигателях с меньшим числом полюсов (т. е. с большей частотой вращения), а также с большей кратностью максимального момента k_m воздушный зазор должен быть большим.

Обмотку статора в частотно-регулируемых двигателях выполняют как с диаметральной, так и с укороченным шагом. Диаметральная обмотка позволяет получить большую мощность при заданных длине и диаметре статора, а обмотка с укороченным шагом — уменьшение активных и индуктивных сопротивлений при заданной длине статора и меньший вылет лобовых частей. Улучшение формы кривой МДС и снижение за счет этого провалов в механической характеристике, достигаемые путем укорочения шага, в данном случае не имеют значения.

Диаметральную обмотку целесообразно применять в двигателях, имеющих относительно большие значения отношения l_a/τ , при которых длина пазовой части обмотки больше длины лобовой части, а также в двигателях с $k_m < 2,5$. Если $k_m \geq 2,5$, то следует увеличивать число пазов. Пазы статора целесообразно выполнять полукруглыми или открытыми, так как при этом уменьшается активное сопротивление обмотки и повышается ее электрическая прочность, а следовательно, и надежность машины. При этом из-за большего воздушного зазора влияние пазов на пульсацию поля в зазоре и поверхностные потери, а также на увеличение эквивалентного воздушного зазора проявляются в меньшей степени, чем в двигателях общего назначения.

Так как пусковой и минимальный моменты не оговариваются при разработке частотно-регулируемого двигателя (он не работает при скольжении, превышающем критическое), выбор формы паза ротора должен производиться только на основании требования получения минимально возможных активных и индуктивных сопротивлений обмотки, что обеспечивает уменьшение потерь и повышение максимального момента. Как показали исследования, целесообразно, чтобы пазы ротора имели трапецидальную или грушевидную форму.

Ширина пазов статора и ротора определяется по максимальному значению индукции в зубцах так же, как и для двигателей общего назначения.

Из-за увеличения воздушного зазора возрастает его магнитное сопротивление, вследствие чего представляется возможным несколько увеличить насыщение стали зубцов. При этом чем больше насыщение машины, тем меньше сопротивление R_1 (больше площадь пазов при заданных объемах стали), а следовательно, и потери от высших гармоник; насыщение машины приводит также к повышению максимального момента $M_{\max}$.

6.3. Многоскоростные двигатели

В многоскоростных двигателях регулирование частоты вращения осуществляется путем изменения числа пар полюсов; оно позволяет получить ступенчатое изменение частоты вращения. На рис. 6.16 показана простейшая схема (для одной фазы), позволяющая изменять число полюсов обмотки статора в 2 раза. Для этого каждую фазу обмотки статора разделяют на две части, которые переключают с последовательного соединения на параллельное. Из рис. 6.16 видно, что при включении катушек 1-2 и 3-4 в две параллельные ветви число полюсов уменьшается в 2 раза и, следовательно, частота вращения магнитного поля увеличивается в

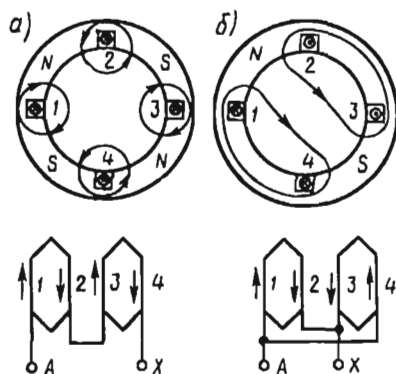
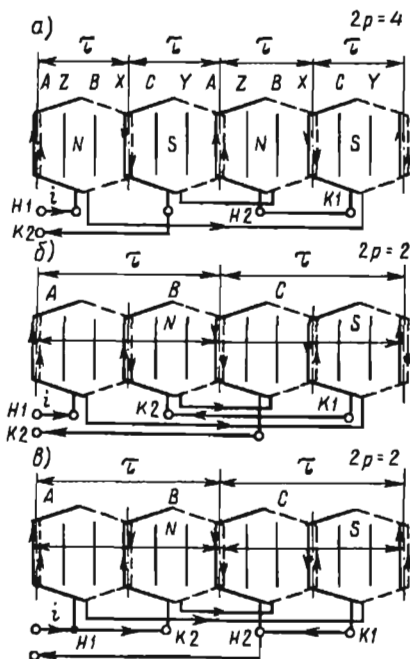


Рис. 6.17. Схема одной фазы полюс-переключаемой обмотки:

а — при $2p=4$; б, в — при $2p=2$

Рис. 6.16. Схема переключения одной фазы обмотки статора для изменения числа полюсов:

а — при $2p=4$; б — при $2p=2$

2 раза. При переключении число последовательно включенных витков в каждой фазе уменьшается вдвое, но так как частота вращения возрастает в 2 раза, ЭДС, индуцированная в фазе, остается неизменной. Следовательно, двигатель при обеих частотах вращения может быть подключен к сети с одинаковым напряжением. Чтобы не осуществлять переключения в обмотке ротора, последнюю выполняют короткозамкнутой. Если нужно иметь три или четыре частоты вращения, то на статоре располагают еще одну обмотку, при переключении которой можно получить дополнительно две частоты.

Каждая фаза обмотки статора двухскоростного двигателя с переключением числа полюсов в отношении 2:1 состоит из двух

частей, в каждой из которых имеется одинаковое число катушечных групп. Когда обе эти части обтекаются токами одинакового направления, создается магнитное поле с большим числом полюсов (рис. 6.17, а); при изменении направления тока в одной из частей число полюсов уменьшается вдвое (рис. 6.17, б, в). Такие переключения направления тока должны осуществляться во всех фазах одновременно, причем переключаемые части обмотки могут соединяться последовательно (рис. 6.17, б) или параллельно (рис. 6.17, в).

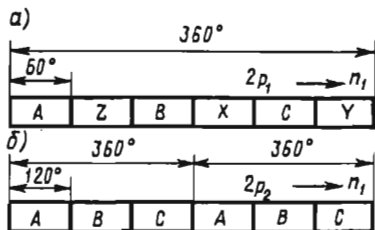


Рис. 6.18. Чередование фазных зон полюсно-переключаемой обмотки при изменении числа полюсов в отношении 2 : 1

$\alpha = 120^\circ$. Нормальное чередование фазных зон при одинаковом направлении вращения магнитного поля показано на рис. 6.18, а, б. Из рассмотрения рис. 6.18 следует, что в этом случае, кроме изменения направления токов в зонах X, Y и Z (т. е. их превращения в зоны A, B и C), для сохранения неизменным направления тока необходимо также переключать концы двух фаз обмотки (например, B и C).

Шаг обмотки при большем числе полюсов принимают равным полюсному делению $y = \tau$, так как при таком шаге и $\alpha = 120^\circ$ кривая распределения МДС наиболее близка к синусоидальной. При меньшем числе полюсов $y = 0,5\tau$; в этом случае на основную гармонику МДС накладываются четные гармоники, из которых наиболее существенными являются вторая и четвертая. Это приводит в двигателях с переключением числа полюсов к появлению провалов в механической характеристике и увеличению уровня магнитного шума при неблагоприятном соотношении числа пазов ротора и статора, а также к ухудшению энергетических показателей по сравнению с нормальными двигателями с фазной зоной $\alpha = 60^\circ$ и $y = (0,8 \dots 0,856)\tau$.

На рис. 6.19 показаны наиболее часто употребляемые схемы соединений обмотки статора с переключением числа полюсов в отношении 2 : 1 (схемы Даландера). Схемы «звезда — двойная звезда» (рис. 6.19, а, б) обеспечивают переключение при постоянном моменте, а схемы «треугольник — двойная звезда», приведенные на рис. 6.19, в, г, — при приблизительно постоянной мощности.

Как видно из схем, приведенных на рис. 6.19, при переходе от меньшей частоты вращения к большей изменяется направление тока в половине полуобмоток фаз статора. Для того чтобы направление вращения поля при этом осталось неизменным, необходимо также переключить концы двух фаз обмотки (например, фазы В и С).

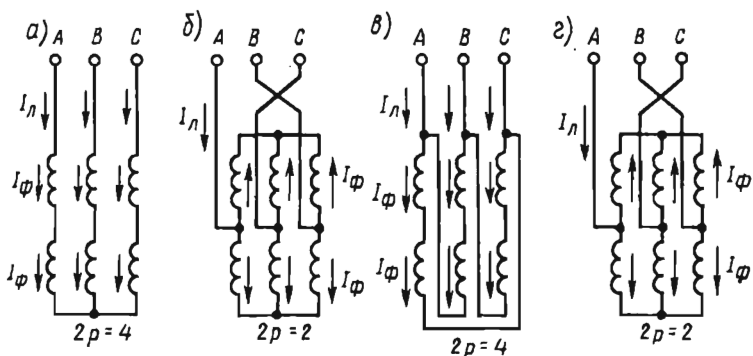


Рис. 6.19. Принципиальные схемы соединения обмотки статора при переключении числа полюсов в отношении 2 : 1

Рассмотрим отношение потребляемых мощностей P_1 и моментов M для рассматриваемых схем при упрощенном предположении, что линейное напряжение U_λ , ток I_ϕ в каждой полуобмотке фазы статора, КПД η и $\cos \varphi$ остаются неизменными. При этом для схем, изображенных на рис. 6.19, а, б, имеем

$$\left. \begin{aligned} \frac{P_{12}}{P_{11}} &= \frac{\sqrt{3}U_\lambda I_{\lambda 2} \cos \varphi}{\sqrt{3}U_\lambda I_{\lambda 1} \cos \varphi} = \frac{\sqrt{3}U_\lambda 2I_\phi \cos \varphi}{\sqrt{3}U_\lambda I_\phi \cos \varphi} = 2; \\ \frac{M_2}{M_1} &= \frac{P_{22}}{Q_{22}} \frac{Q_{21}}{P_{21}} = \frac{P_{12}}{Q_{22}\eta} \frac{Q_{21}\eta}{P_{11}} = 1. \end{aligned} \right\} \quad (6.22)$$

Для схем, изображенных на рис. 6.19, в, г, имеем

$$\left. \begin{aligned} \frac{P_{12}}{P_{11}} &= \frac{\sqrt{3}U_\lambda I_{\lambda 2} \cos \varphi}{\sqrt{3}U_\lambda I_{\lambda 1} \cos \varphi} = \frac{\sqrt{3}U_\lambda 2I_\phi \cos \varphi}{\sqrt{3}U_\lambda \sqrt{3}I_\phi \cos \varphi} = 1,15 \approx 1; \\ \frac{M_2}{M_1} &= \frac{P_{22}}{Q_{22}} \frac{Q_{21}}{P_{21}} = \frac{P_{12}}{Q_{22}\eta} \frac{Q_{21}\eta}{P_{11}} = 0,575 \approx 0,5. \end{aligned} \right\} \quad (6.23)$$

В системах (6.22) и (6.23) индексы «1» обозначают меньшую частоту вращения, а индексы «2» — большую частоту вращения.

При использовании схем, приведенных на рис. 6.19, в, г, обычно для обеих частот вращения указывают одинаковую мощность, т. е. принимают, что $P_{12} = P_{11}$ и $M_2 = 0,5M_1$. Механические характеристики двигателя при переключении полюсов двумя рассмотренными способами приведены на рис. 6.20.

Для переключения числа полюсов в отношении, не равном 2 : 1, применяют обмотки статора, выполненные по схемам «тройная звезда с выводами из нулевых точек», Харитонов и переключаемые по принципу амплитудной модуляции.

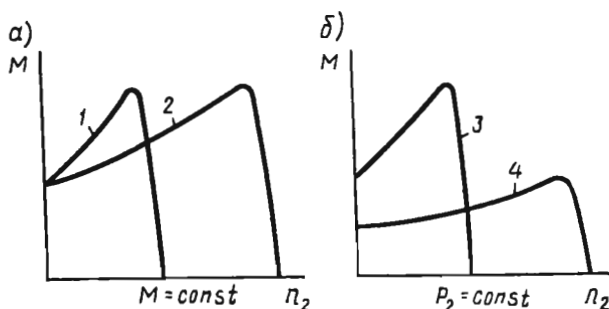


Рис. 6.20. Механические характеристики двухскоростного двигателя с переключением числа полюсов в отношении 2 : 1 при постоянном моменте (а) и при постоянной мощности (б)

В схеме «тройная звезда с выводами из нулевых точек» (рис. 6.21, а, б) катушки обмоток фаз при каждом числе полюсов соединяют в три параллельные ветви — «тройную звезду».

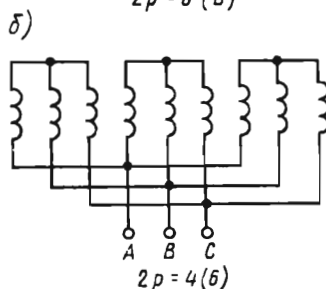
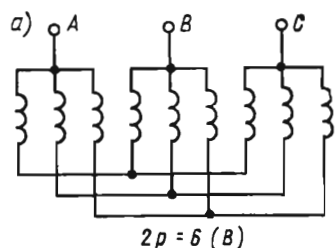


Рис. 6.21. Схема соединения катушек фаз при выполнении полюсно-переключаемой обмотки по схеме «тройная звезда с выводами из нулевых точек» (а) и кривые МДС (б)

В каждой ветви при прохождении по ним переменного тока создается пульсирующее магнитное поле, содержащее сильно выраженные пространственные гармоники. Пространственное положение этих гармоник таково, что ветви, подключенные к соответствующим фазам А, В и С сети и протекаемые одинаковыми токами, образующими симметричную систему, взаимно усиливают одну из гармонических составляющих магнитного поля при данном числе полюсов и уничтожают составляющую, соответствующую другому числу полюсов. Например, при схеме обмотки на четыре и шесть полюсов (рис. 6.22) обмотка выполняется так же, как одно-двухслойная: она состоит из больших катушек, занимающих весь паз, и малых катушек, занимающих по половине паза. Одно- и двухслойные части обмотки занимают одинаковое число пазов. По

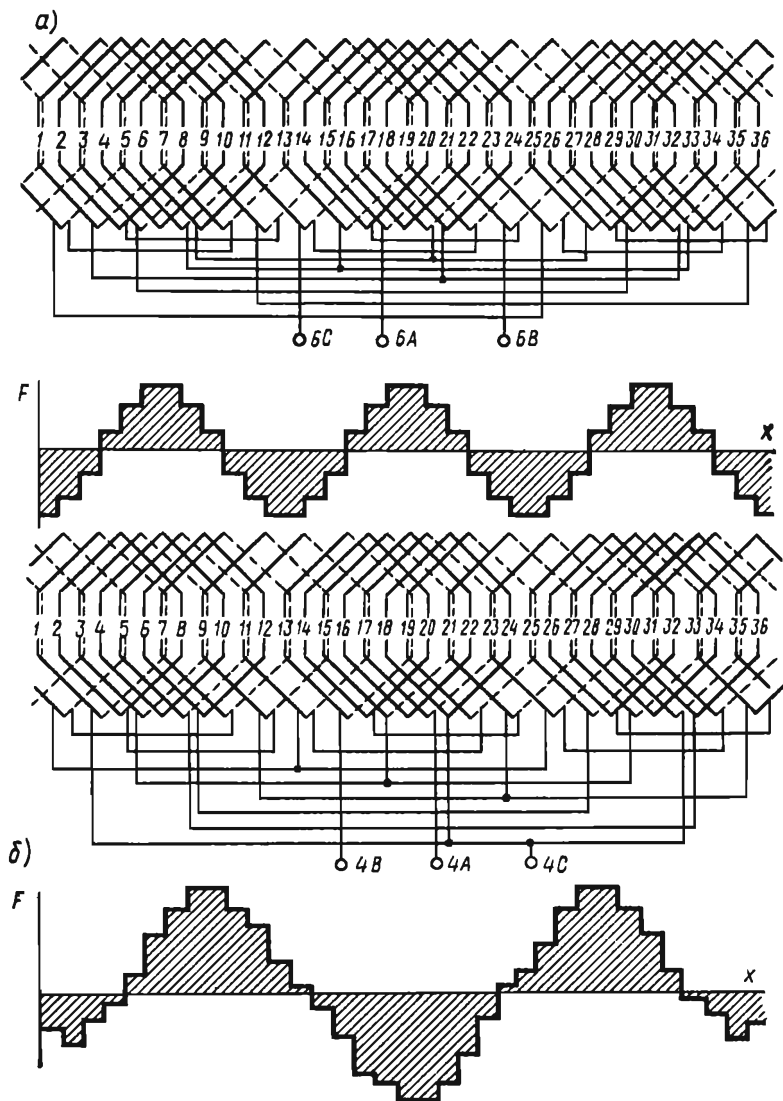


Рис. 6.22. Развернутые схемы и кривые МДС одно-двухслойной полюсно-переключаемой обмотки, выполненной по схеме «тройная звезда с выводами из нулевых точек» с параметрами $m=3$, $z=36$, $a=3$:

а — при числе полюсов $2p=6$; б — при $2p=4$

отношению к шестиполосному полю обмотка является симметричной и распределение ее катушек по фазам аналогично обмотке в односкоростном двигателе. При образовании четырехполосного по-

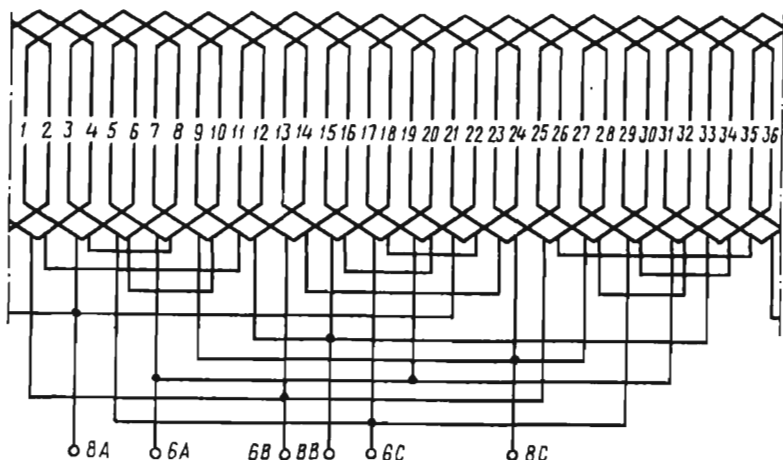


Рис. 6.23. Развернутая схема однослойной полюсно-переключаемой обмотки, выполненной по схеме «тройная звезда с выводами из нулевых точек»: $m=3$, $2p=8/6$, $z=36$, $a=3$

ля имеет место разность МДС параллельных ветвей, не превышающая допустимого значения. Обмотка выполняется аналогично обмоткам в односкоростном двигателе, только в некоторые пазы укладывают одновременно две катушки. Применение такой обмотки позволяет увеличить мощность двигателя примерно в 1,5 раза по сравнению с двигателем с двумя обмотками.

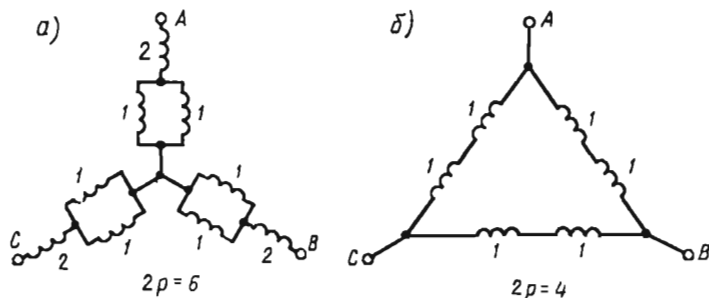


Рис. 6.24. Схемы соединения катушек фаз при выполнении полюсно-переключаемой обмотки по схеме Харитонова

При соотношении чисел полюсов 8:6 можно применять однослойные (рис. 6.23) или двухслойные полюсно-переключаемые обмотки.

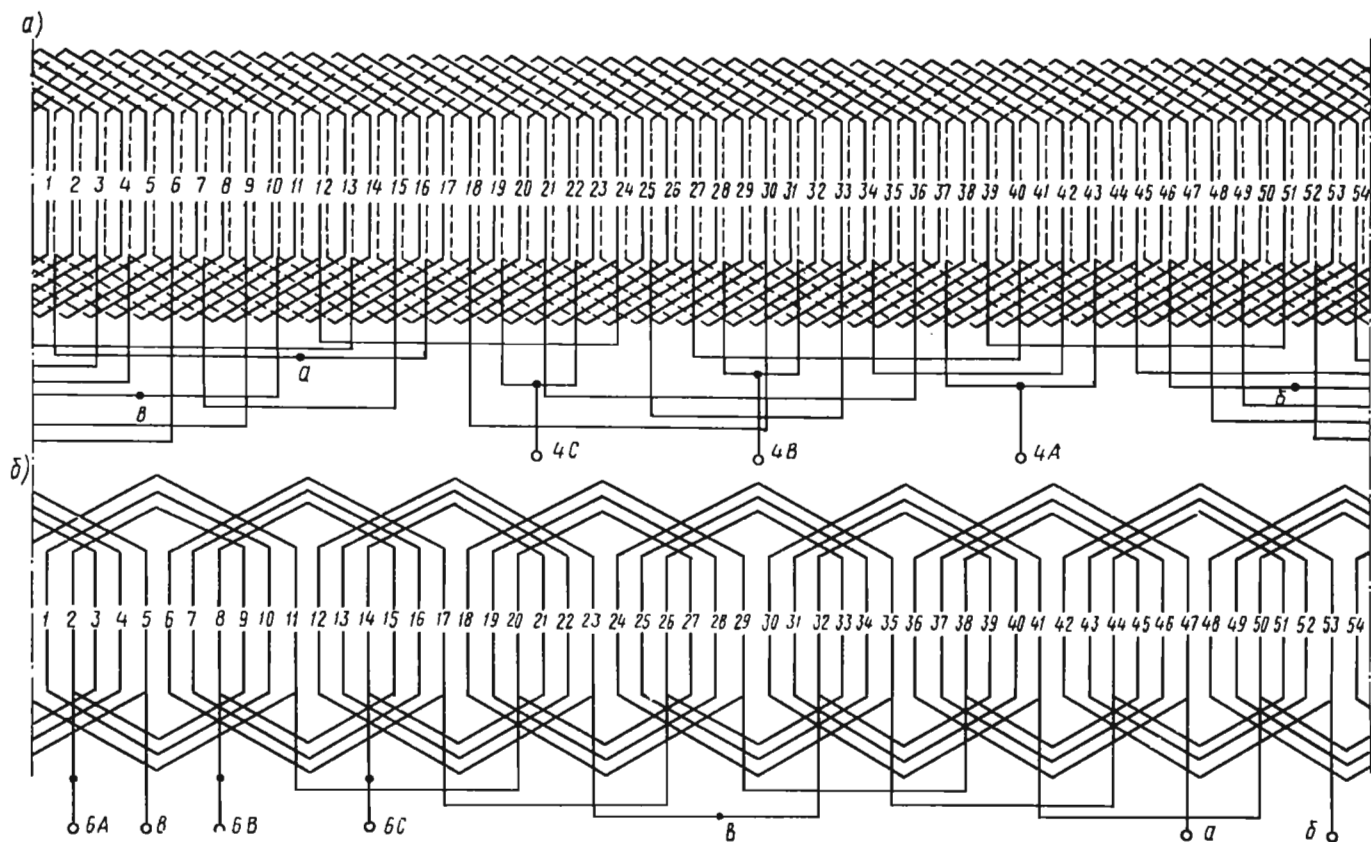


Рис. 6.25. Развернутые схемы полюсно-переключаемой обмотки, выполненной по схеме Харитонова:
 a — основная двухслойная обмотка: $m=3$, $2p=6/4$, $z=54$, $a=2/1$; δ — дополнительная однослойная концентрическая обмотка: $2p=6$, $a=1$

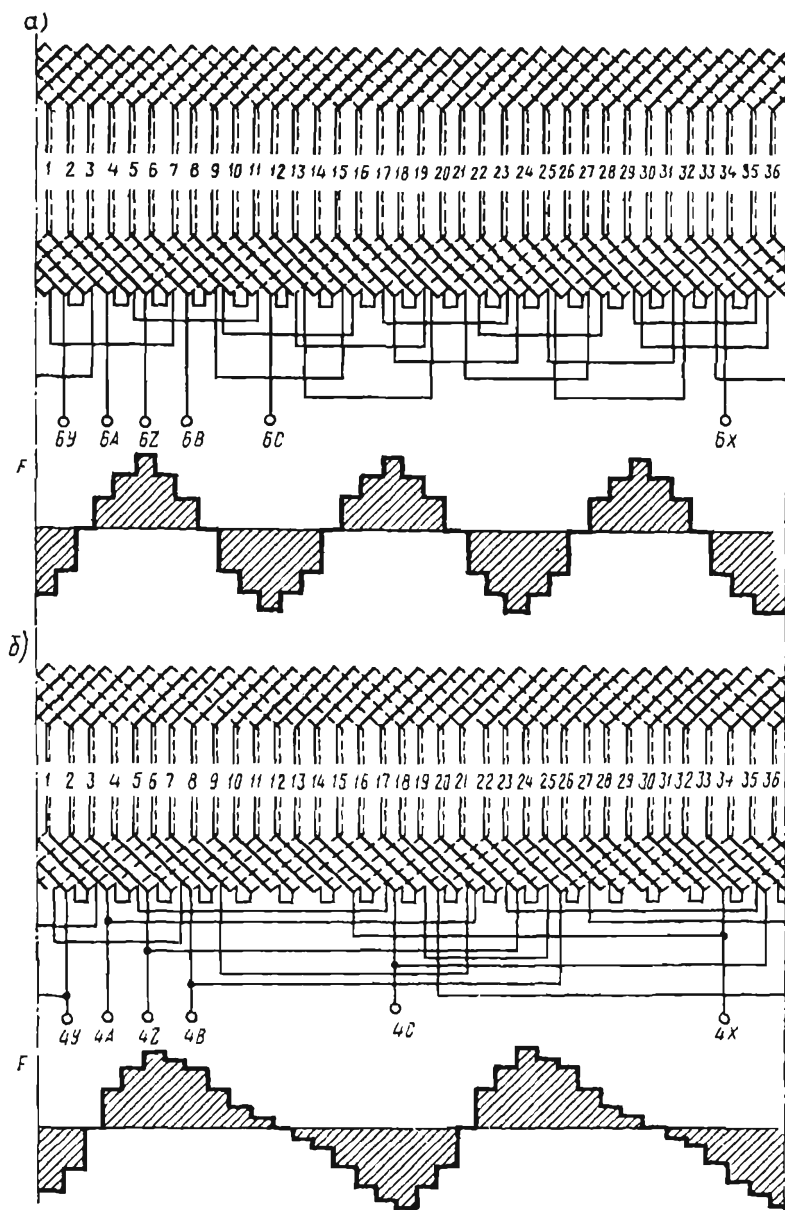


Рис. 6.26. Развернутые схемы и кривые МДС полюсно-переключаемой обмотки, выполненной по принципу полюсно-амплитудной модуляции с параметрами $m=3$; $z=36$:

а — при $2p=6$, б — при $2p=4$

Полюсно-переключаемая обмотка по схеме Харитонова состоит из двух частей: двухслойной обмотки 1 (рис. 6.24), соединенной по схеме «треугольник» при $2p=4$ и по схеме «двойная звезда» при $2p=6$, и дополнительной обмотки 2, включаемой только при числе полюсов $2p=6$. Развернутые схемы этих обмоток приведены на рис. 6.25.

В обмотках, переключаемых по принципу полюсно-амплитудной модуляции, производится переключение части катушек каждой фазы с целью изменения в них направления тока. При этом можно изменить распределение МДС по окружности статора и тем самым изменить число пар полюсов. Например, если в шестиполюсной обмотке статора двигателя с числом зубцов $z_1=36$ из шести катушек, имеющих в каждой фазе отключить две катушки и включить четыре остальные по две параллельно, то можно получить четырехполюсную обмотку (рис. 6.26).

При пуске многоскоростных двигателей вначале обмотку статора соединяют так, чтобы получить наибольшее число полюсов $2p_1$ (рис. 6.27). В этом случае ротор при начальном пусковом моменте $M_{п1}$ и нагрузочном моменте M_n разгоняется по кривой 1 до частоты вращения, соответствующей точке А. Затем переключают обмотку статора на меньшее число полюсов $2p_2$ и ротор разгоняется с начальным моментом M_2 по кривой 2 до частоты вращения, соответствующей точке В. Кривую изменения частоты вращения во времени можно построить по (5.22). Она состоит из двух частей (ступеней): на первой ступени скольжение изменяется от 1 до 0,5, максимальный момент $M_{\max}=M_{\max1}$; $s_{кр}=s_{кр1}$, на второй ступени скольжение изменяется от 0,5 до 0,05, момент $M_{\max}=M_{\max2}$ и $s_{кр}=s_{кр2}$. Время разгона при таком ступенчатом пуске меньше, чем время при разгоне только по кривой 2.

Многоскоростные двигатели имеют следующие недостатки: большие габариты и массу по сравнению с двигателями нормального исполнения, а следовательно, и большую стоимость. Кроме того, регулирование осуществляется большими ступенями; при частоте $f_1=50$ Гц и переключениях частота вращения поля n_1 изменяется в отношении 3000 : 1500 : 1000 : 750.

Многоскоростные двигатели выполнены на базе односкоростных двигателей основного исполнения с использованием тех же сердечников статора, а иногда и сердечников ротора. В этих двигателях обычно используют ротор с двойной беличьей клеткой.

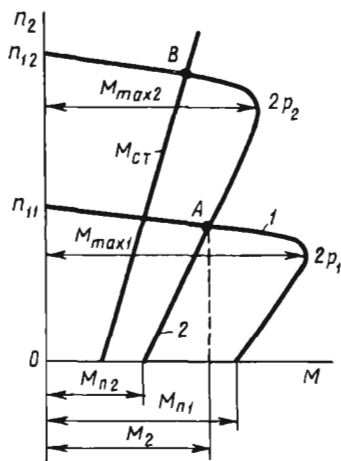


Рис. 6.27. Механические характеристики двухскоростного двигателя при двухступенчатом пуске

6.4. Регулирование частоты вращения путем включения в цепь ротора реостата и изменения величины питающего напряжения

Включение в цепь обмотки фазного ротора реостата. При включении добавочных активных сопротивлений (ступеней реостата) $R_{д1}, R_{д2}, R_{д3} \dots$ (см. рис. 5.5, а) изменяется форма механической

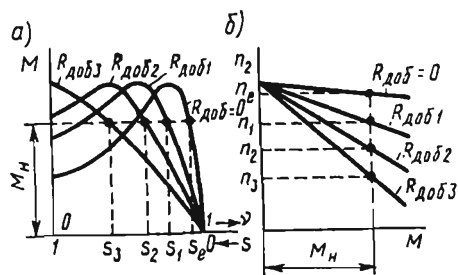


Рис. 6.28. Механические характеристики при регулировании частоты вращения с помощью реостата в цепи ротора

характеристики двигателя (рис. 6.28, а). При этом некоторому нагрузочному моменту M_H соответствуют скольжения s_1, s_2, s_3 большие, чем скольжение s_e при работе двигателя на естественной характеристике (при $R_d=0$). Следовательно, установившаяся частота вращения двигателя уменьшается от n_e до n_1, n_2, n_3 (рис. 6.28, б).

Уравнение для приближенного построения реостатной механической характеристики

имеет такую же структуру, что и для естественной характеристики

$$M_p = 2M_{\max} / (s_{кр.p}/s_p + s_p/s_{кр.p}), \quad (6.24)$$

где $M_p, s_p, s_{кр.p}$ — электромагнитный момент, скольжение и критическое скольжение при реостатной характеристике; $s_{кр.p} = (R'_2 + R'_d) / (X_1 + X'_2)$, R'_d — добавочное активное сопротивление в цепи ротора, приведенное к обмотке статора. С учетом (4.4а) получим

$$s_{кр.p}/s_{кр} = (R'_2 + R'_d) / R'_2. \quad (6.25)$$

Из сопоставления (4.20) и (6.24) следует, что при одном и том же значении электромагнитного момента $M = M_p$ отношение

$$s_p/s = s_{кр.p}/s_{кр} = (R'_2 + R'_d) / R'_2 = (R_2 + R_d) / R_2. \quad (6.26)$$

Формула (6.26) позволяет строить графически реостатную механическую характеристику при любом значении сопротивления R_d по известной естественной характеристике, а также вычислить требуемое значение R_d для получения желаемой реостатной характеристики. Как вытекает из (6.26), отношение $s_e : s_1 : s_2 : s_3 = R_2 : (R_2 + R_{д1}) : (R_2 + R_{д2}) : (R_2 + R_{д3})$.

Этот способ регулирования может быть использован только для двигателей с фазным ротором. Он позволяет плавно изменять частоту вращения в широких пределах. Недостатками его являются: большие потери энергии в регулировочном реостате; чрезмерно «мягкая» механическая характеристика двигателя при большом

сопротивлении в цепи ротора. В некоторых случаях второй недостаток недопустим, поскольку небольшому изменению нагрузочного момента соответствует существенное изменение частоты вращения.

Изменение питающего напряжения U_1 можно осуществить посредством тиристорного регулятора $РН$ напряжения (рис. 6.29, а), в каждой фазе которого включено встречно по два тиристора. При изменении угла регулирования тиристора изменяется действующее значение напряжения, подаваемого на двигатель АД. Если вход блока управления тиристорами связать системой обратной связи с датчиком частоты вращения двигателя, то данный регулятор будет поддерживать неизменной частоту вращения.

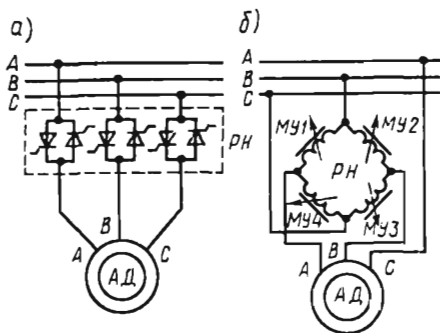


Рис. 6.29. Схемы питания двигателя от регулятора напряжения тиристорного (а) и на магнитных усилителях (б)

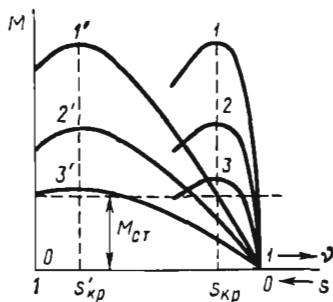


Рис. 6.30. Механические характеристики при регулировании частоты вращения путем изменения питающего напряжения

В таких двигателях в качестве регуляторов напряжения можно также применить магнитные усилители. Асинхронный двигатель АД (рис. 6.29, б) подключают к регулятору напряжения $РН$, составленному из магнитных усилителей $МУ1 \dots МУ4$, посредством которых регулируют напряжение, подаваемое к двум фазам двигателя. Изменением тока подмагничивания, управляющего насыщением магнитных усилителей, также можно изменять направление вращения двигателя. При насыщении усилителей $МУ1, МУ3$ двигатель вращается в одну сторону, а при насыщении усилителей $МУ2, МУ4$ — в другую сторону, так как при этом изменяется фаза напряжения на обмотках статора машины.

При изменении питающего напряжения U_1 изменяется механическая характеристика двигателя, что при неизменном нагрузочном моменте M_n приводит к изменению скольжения и частоты вращения. Практическое значение для регулирования имеет уменьшение напряжения, так как существенное его увеличение приводит к недопустимому возрастанию тока холостого хода. Однако при

уменьшении U_1 резко снижается максимальный момент $M_{\max}$, т. е. перегрузочная способность двигателя (кривые 1, 2 и 3 на рис. 6.30). Критическое скольжение, определяющее зону устойчивой работы двигателя, остается при этом неизменным ($s_{\text{кр}} = 0,1 \dots 0,2$), вследствие чего регулирование возможно только в сравнительно узких пределах. Принципиально рассматриваемый способ можно использовать для регулирования двигателей с большим активным сопротивлением ротора, так как в этом случае $s_{\text{кр}}$ резко возрастает и максимум момента сдвигается в зону, где $s \approx 1$ (кривые 1', 2' и 3'), и даже в область, где $s > 1$. Однако это ведет к значительному увеличению потерь мощности и снижению КПД. Поэтому такой способ регулирования частоты вращения обычно применяют в микродвигателях, для которых величина КПД не имеет решающего значения.

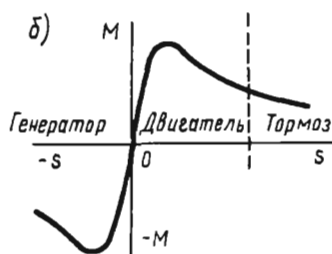
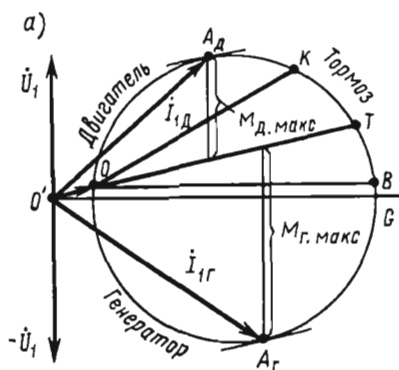


Рис. 6.31. Круговая диаграмма (а) и механическая характеристика (б) при работе асинхронной машины в различных режимах

6.5. Работа асинхронной машины в тормозных режимах

Асинхронная машина может работать в следующих тормозных режимах:

генераторном с отдачей электрической энергии в сеть (*рекуперативное торможение*);

электромагнитного торможения (*торможение противотоком*);

генераторном с гашением выработанной электрической энергии в цепи ротора (*динамическое или реостатное торможение*).

Во всех этих режимах электромагнитный момент, развиваемый асинхронной машиной, воздействует на ротор в направлении, противоположном n_2 , т. е. является тормозным моментом.

Режим рекуперативного торможения. Этому режиму на круговой диаграмме (рис. 6.31, а) соответствует часть окружности токов, лежащая ниже линии $O'G$. Механическую характеристику асинхронной машины в генераторном режиме (рис. 6.31, б) можно построить по круговой диаграмме или по формуле (4.1) при подстановке в нее отрицательных скольжений.

Характер механической характеристики в генераторном режиме сходен с двигательным: по мере увеличения скольжения s от точ-

ки, где $s=0$, электромагнитный момент сначала растет, достигает максимума при каком-то скольжении, а затем уменьшается.

Из круговой диаграммы видно, что максимальный момент в генераторном режиме больше, чем в двигательном, на 30...50%. Это объясняется тем, что в генераторном режиме $E_1 > U_1$, а следовательно, при равных напряжениях сети величины магнитного потока и максимального момента больше.

Активная составляющая тока статора $I_{1г}$ в генераторном режиме противоположна по фазе активной составляющей тока $I_{1дв}$ в двигательном режиме, т. е. она сдвинута на 180° относительно вектора напряжения U_1 . Следовательно, машина отдает в сеть электрическую энергию.

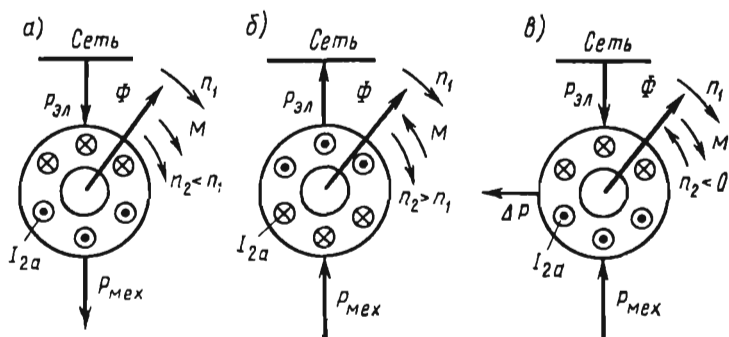


Рис. 6.32. Направление частот вращения, мощностей, момента и активной составляющей тока ротора при работе асинхронной машины в различных режимах: двигательном (а), генераторном (б) и электромагнитного торможения (в)

На рис. 6.32 схематически показано направление частот вращения n_1 и n_2 электромагнитного момента M , мощностей $P_{эл}$ и $P_{мех}$, а также активной составляющей тока ротора I_{22} при различных режимах работы машины. В двигательном режиме (рис. 6.32, а) машина потребляет из сети электрическую мощность $P_{эл}$ и отдает механическую мощность $P_{мех}$. В генераторном режиме (рис. 6.32, б) электрическая и механическая мощности направлены противоположно тем, которые имеют место в двигательном режиме. Магнитный поток вращается с частотой $n_1 < n_2$, следовательно, относительно ротора он вращается в обратном направлении и создаваемый им момент M противоположен n_2 .

Переход из двигательного режима в генераторный происходит автоматически, когда частота вращения ротора n_2 превосходит частоту вращения магнитного поля n_1 . Это возможно при переходных режимах работы электропривода, либо при изменении направления нагрузочного (внешнего) момента. Типичный пример — спуск груза краном, когда двигатель включается согласно с направлением спу-

ска и частота вращения n_2 ограничивается величиной, близкой к n_1 , а энергия, запасаемая грузом, отдается в сеть.

Генераторному режиму (рис. 6.33, а) соответствуют участки механических характеристик, расположенных в области отрицательных моментов. Форму механической характеристики в рассматриваемом режиме можно изменить путем включения в цепь фазного ротора реостата с различным сопротивлением R_d (кривые 1, 2 и 3). При этом можно при заданной частоте вращения n_2 получить различные тормозные моменты. Точно так же можно смещать механическую характеристику по вертикали вверх или вниз путем изменения числа пар полюсов машины $2p$ (кривая 4) или же изменения частоты f_1 питающего напряжения (см. § 6.2).

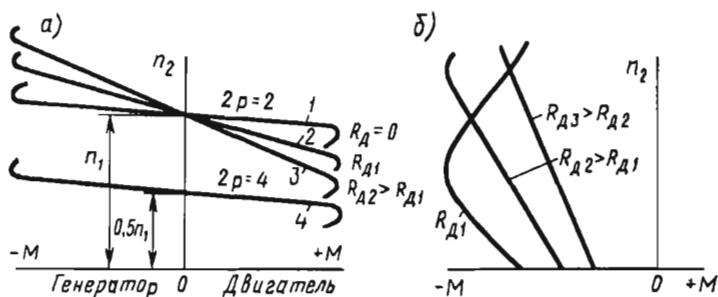


Рис. 6.33. Механические характеристики асинхронной машины при различных сопротивлениях в цепи ротора

Рекуперативное торможение с энергетической точки зрения весьма выгодно, так как кинетическая энергия тормозимых масс превращается в процессе торможения в электрическую, которая отдается в сеть. Недостатком этого способа является то, что при питании двигателя от сети с $f_1 = \text{const}$ торможение возможно только при высоких частотах вращения $n_2 > n_1$. Однако при использовании частотного регулирования асинхронных двигателей (например, в электроприводах тяговых и грузоподъемных механизмов) в процессе торможения можно плавно уменьшать частоту вращения n_1 до нуля и осуществлять рекуперативное торможение до полной остановки.

Режим электромагнитного торможения. Если при вращающемся роторе изменить направление вращения поля асинхронной машины, то оно будет оказывать на ротор тормозящее действие. Такой режим работы машины называют *режимом электромагнитного торможения*. При этом частота вращения ротора $n_2 < 0$ (частоту вращения n_1 принимают положительной), а следовательно, скольжение $s > 1$. Рассматриваемому режиму на круговой диаграмме (см. рис. 6.32, а) соответствует часть окружности токов, расположенная между точками K и T , а на механической характеристике — область,

лежащая в диапазоне скольжений $1 < s < \infty$ (см. рис. 6.31, б). В режиме электромагнитного торможения активная составляющая тока I_1 совпадает по фазе с напряжением $\dot{U}_1$. Следовательно, машина потребляет из сети электрическую мощность $P_{эл}$. Однако, так как ее момент M является тормозным, она должна потреблять также и механическую мощность $P_{мех}$. Мощности $P_{эл}$ и $P_{мех}$, поступая в машину, превращаются в потери мощности ΔP (см. рис. 6.32, в), рассеиваемые в виде теплоты в самой машине и в подключенном к ее ротору реостате.

Чтобы перевести двигатель в режим электромагнитного торможения, следует изменить направление вращения магнитного поля (переключив два любых провода, присоединяющие фазы обмотки статора к сети трехфазного тока) и ввести в цепь ротора добавочное активное сопротивление. Увеличение сопротивления цепи ротора необходимо для ограничения величины тока машины, который при замкнутом накоротко роторе достигает большого значения. Кроме того, если машина работает на естественной характеристике, то режим, соответствующий $s > 1$, является неустойчивым (см. рис. 6.31, б). Включение в цепь ротора добавочного активного сопротивления позволяет сдвинуть максимум момента в область скольжения $s > 1$ (обеспечив тем самым устойчивое электромагнитное торможение) и регулировать тормозной момент.

На рис. 6.33, б приведены механические характеристики асинхронной машины в режиме электромагнитного торможения при различной величине добавочного сопротивления R_d в цепи ротора. Чем больше сопротивление, тем мягче механическая характеристика. При уменьшении частоты вращения ротора до нуля необходимо отключить двигатель от сети, в противном случае ротор начнет разгоняться в противоположном направлении.

Практически режим электромагнитного торможения используют для быстрой остановки механизмов. Его называют также торможением противовключением. Достоинством его является то, что он позволяет создавать большие тормозные моменты при низких частотах вращения и даже при частоте вращения, равной нулю, хотя с энергетической точки зрения этот режим не выгоден, так как асинхронная машина в процессе торможения потребляет из сети электрическую энергию.

Режим динамического торможения. В данном режиме статор асинхронной машины отключают от сети переменного тока, а затем две или три его фазы соединяют по различным схемам и подключают к источнику постоянного тока, например, согласно рис. 6.34, а. При этом в машине появляется постоянный магнитный поток воз-

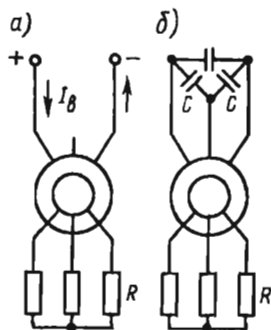


Рис. 6.34. Схемы включения асинхронного двигателя при динамическом торможении

буждения, индуцирующий в обмотках ротора переменную ЭДС. Чтобы создать тормозной момент, к обмотке ротора подключают активное сопротивление R , в котором гасится энергия, возникающая в машине в результате торможения приводимого механизма. В режиме динамического торможения асинхронная машина превращается в автономный синхронный генератор, работающий на реостат. Этот режим применяют для быстрой и точной остановки различных механизмов.

Для анализа работы асинхронной машины в рассматриваемом режиме постоянный ток возбуждения I_b , проходящий по обмотке статора, заменяют эквивалентным переменным током $I_{э\text{кв}}$, который создает ту же МДС $F_{э\text{кв}} = F_b$. В общем случае $I_{э\text{кв}} = C I_b$, где коэффициент пропорциональности C зависит от схемы соединения фаз обмотки статора и числа витков в фазе.

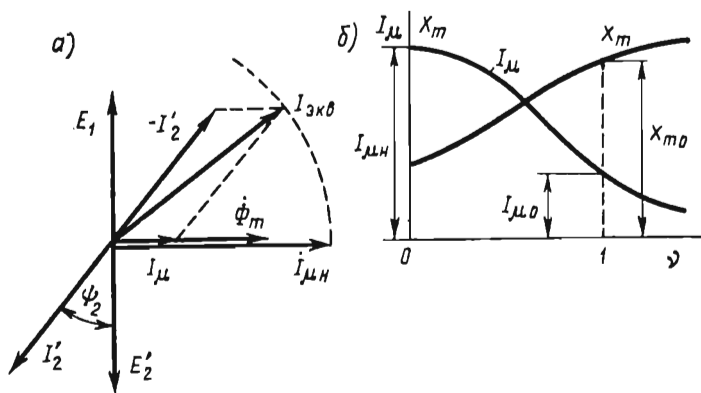


Рис. 6.35. Векторная диаграмма асинхронной машины, работающей в режиме динамического торможения (а) и зависимости I_μ и X_m от отношения n_2/n_1 (б)

Ток $I_{э\text{кв}}$ при заданном значении I_b не зависит от частоты вращения ротора и скольжения, под которым в рассматриваемом режиме понимается $v = n_2/n_1$. Однако так как при изменении n_2 и $s = v$

изменяются ток ротора $I_2' = E_{20}' / \sqrt{(R_2'/s)^2 + X_2'^2}$ ($E_{20}' = E_1$ — значение ЭДС E_2' при данном намагничивающем токе и $n_2 = n_1$) и угол $\psi_2 = \arctg [X_2'/(R_2'/s)]$, то, как следует из векторной диаграммы машины для данного режима (рис. 6.35, а), одновременно изменяются намагничивающий ток $I_\mu = I_{э\text{кв}} + (-I_2')$ и индуктивное сопротивление намагничивающего контура $X_m = E_1/I_\mu$.

При уменьшении n_2 конец вектора $I_{э\text{кв}}$ перемещается по окружности вправо и при неподвижном роторе он возрастает до значения $I_{\mu\text{н}}$. Поэтому при малых частотах вращения и сравнительно большом токе возбуждения I_b машина оказывается сильно насыщенной (рис. 6.35, б).

Из векторной диаграммы (рис. 6.35, а)

$$I_{\text{эkv}}^2 = I_{\mu}^2 + 2I_{\mu}I_2' \sin \psi_2 + I_2'^2, \quad (6.27)$$

откуда

$$I_2' = (I_{\text{эkv}} X_m) / \sqrt{(R_2'/s)^2 + (X_m + X_2')^2};$$

$$M = (m_1 I_2' R_2'/s) / \Omega_1 = (m_1 I_{\text{эkv}}^2 X_m^2 R_2'/s) / \Omega_1 [(R_2'/s)^2 + (X_m + X_2')^2]. \quad (6.28)$$

Если в первом приближении считать $X_m = \text{const}$, то из условия $dM/ds = 0$

$$M_{\text{max}} = (m_1 I_{\text{эkv}}^2 X_m^2) / [2\Omega_1 (X_m + X_2')]; \quad (6.29)$$

$$s'_{\text{кр}} = R_2' / (X_m + X_2'). \quad (6.30)$$

Механическую характеристику для рассматриваемого режима можно построить по приближенному уравнению

$$M \approx 2M_{\text{max}} / (s/s'_{\text{кр}} + s'_{\text{кр}}/s), \quad (6.31)$$

которое по своей структуре аналогично (4.20) для двигательного режима. При этом же значении R_2' критическое скольжение $s'_{\text{кр}}$ значительно меньше скольжения $s_{\text{кр}} = R_2' / (X_1 + X_2')$ в двигательном режиме, так как $X_m \geq X_1$. Из-за изменения условий насыщения скольжение $s'_{\text{кр}}$ не останется постоянным для различных значений $I_{\text{эkv}}$.

На рис. 6.36 показаны механические характеристики асинхронной машины в режиме динамического торможения. Изменять форму механической характеристики, т. е. регулировать величину тормозного момента, можно изменением:

тока возбуждения $I_{\text{в}}$ в обмотке статора, при этом чем больше ток возбуждения $I_{\text{в}}$, тем больший создается максимальный момент;

активного сопротивления в цепи фазного ротора путем включения добавочного сопротивления $R_{\text{д}}$, при этом чем больше $R_{\text{д}}$, тем выше располагается кривая.

Например, кривая 1 на рис. 6.36 соответствует некоторому току возбуждения $I_{\text{в1}}$ и добавочному сопротивлению $R_{\text{д1}}$; кривая 2 — току $I_{\text{в1}}$ и сопротивлению $R_{\text{д2}} > R_{\text{д1}}$; кривая 3 — току $I_{\text{в2}} < I_{\text{в1}}$ и сопротивлению $R_{\text{д1}}$; кривая 4 — току $I_{\text{в2}}$ и сопротивлению $R_{\text{д2}}$.

Режим динамического торможения можно получить и при отсутствии источника постоянного тока путем подключения обмотки ста-

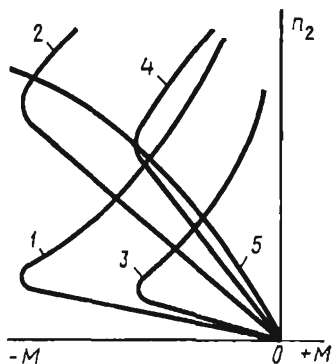


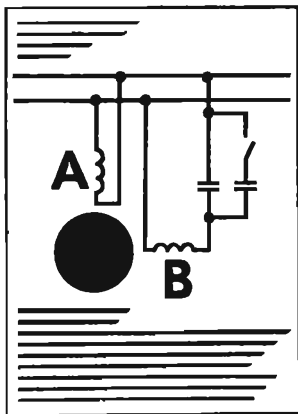
Рис. 6.36. Механические характеристики асинхронной машины при динамическом торможении

тора (ее двух или трех фаз) к конденсаторам C (рис. 6.34, б). В этом режиме по обмотке статора и конденсаторам проходит трехфазный переменный ток и машина работает как асинхронный генератор с самовозбуждением, который получает реактивный ток I_μ , необходимый для возбуждения магнитного потока от конденсаторов. По мере уменьшения частоты вращения ротора в результате выделения теплоты в активном сопротивлении обмоток энергия магнитного поля и тормозной момент уменьшаются. Механическая характеристика при этом в виде торможения показана на рис. 6.36 кривой 5.

С энергетической точки зрения динамическое торможение менее выгодно, чем рекуперативное, так как кинетическая энергия тормозящихся масс полезно не используется, а гасится в реостате. Но оно позволяет осуществлять торможение при низких частотах вращения $n_2 < n_1$. Однако при частоте $n_2 = 0$ тормозной момент равен нулю.

Вопросы для самоконтроля

1. Какими способами можно регулировать частоту вращения асинхронного двигателя?
2. По каким законам регулируют частоту тока и питающее напряжение при частотном регулировании асинхронных двигателей?
3. Как влияет несинусоидальность питающего напряжения на энергетические показатели частотно-регулируемого двигателя?
4. Как устроены многоскоростные двигатели?
5. Как изменяется механическая характеристика двигателя при включении в цепь ротора реостата и при изменении питающего напряжения?
6. В каких тормозных режимах может работать асинхронная машина?



Однофазные и двухфазные асинхронные машины

Однофазные асинхронные двигатели небольшой мощности (15... 600 Вт) широко применяют в электробытовых приборах для привода вентиляторов, насосов и другого оборудования, не требующего регулирования частоты вращения. В различных автоматических устройствах используют также двухфазные асинхронные двигатели для преобразования электрического сигнала в механическое перемещение вала (*исполнительные двигатели*). Частота вращения исполнительного двигателя при заданном тормозном моменте должна строго соответствовать подводимому напряжению и меняться при изменении его величины или фазы.

В автоматических и измерительных устройствах для измерения частоты вращения, выработки ускоряющих и замедляющих сигналов и выполнения операций дифференцирования и интегрирования в схемах счетно-решающих устройств применяют асинхронные тахогенераторы. Эти машины осуществляют преобразование механического перемещения вала в электрический сигнал и дают на выходе напряжение, пропорциональное частоте вращения.

7.1. Однофазные асинхронные двигатели

Принцип действия и устройство. Обмотка статора однофазного двигателя (рис. 7.1, а) расположена в пазах, занимающих примерно две трети окружности статора, которая соответствует паре полюсов. В результате распределение МДС и индукции в воздушном зазоре близко к синусоидальному. Поскольку по обмотке проходит переменный ток, в машине создается неподвижный поток, пульсирующий с частотой сети, а не круговой вращающийся поток, как это имеет место в трехфазных двигателях при симметричном питании.

Для упрощения анализа свойств однофазного двигателя представим, как было показано в § 2.3, создаваемую обмоткой статора индукцию $B_x = B_m \sin(\omega t) \cos(\pi x/\tau)$ в виде

$$B_x = 0,5 B_m \sin(\omega t - \pi x/\tau) + 0,5 B_m \sin(\omega t + \pi x/\tau), \quad (7.1)$$

т. е. заменим неподвижный пульсирующий поток суммой идентичных круговых полей, вращающихся в противоположных направлениях и имеющих одинаковые частоты вращения: $n_{1np} = n_{1обр} = n_1$. Так как свойства асинхронного двигателя при круговом вращающемся поле подробно рассмотрены в гл. 3, анализ свойств однофазного двигателя можно свести к рассмотрению совместного действия каждого из вращающихся полей. Иными словами, однофазный двигатель можно представить в виде двух одинаковых двигателей,

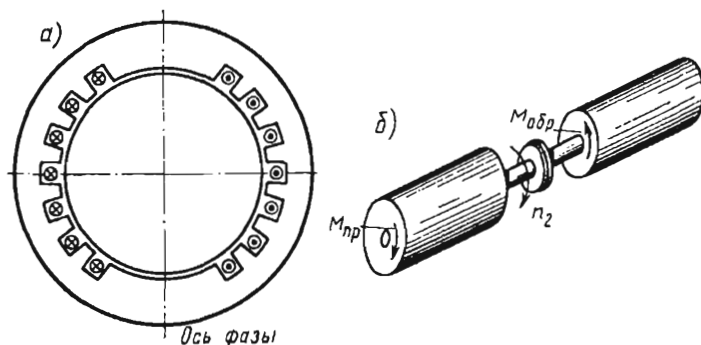


Рис. 7.1. Поперечный разрез статора однофазного асинхронного двигателя (а) и направление вращающихся моментов, действующих на его ротор (б)

роторы которых жестко связаны между собой (рис. 7.1, б), при встречном направлении вращения магнитных полей и создаваемых ими моментов $M_{пр}$ и $M_{обр}$. Поле, направление вращения которого совпадает с направлением вращения ротора, называют *прямым*; поле обратного направления — *обратным* или *инверсным*.

Допустим, что направление вращения ротора совпадает с направлением одного из вращающихся полей, например с n_{1np} . Тогда скольжение ротора относительно потока $\Phi_{пр}$:

$$s_{np} = (n_{1np} - n_2)/n_{1np} = (n_1 - n_2)/n_1 = 1 - n_2/n_1. \quad (7.2)$$

Скольжение ротора относительно потока $\Phi_{обр}$:

$$s_{обр} = (n_{1обр} + n_2)/n_{1обр} = (n_1 + n_2)/n_1 = 1 + n_2/n_1. \quad (7.3)$$

Из (7.2) и (7.3) следует, что

$$s_{обр} = 1 + n_2/n_1 = 2 - s_{np}. \quad (7.4)$$

Электромагнитные моменты $M_{пр}$ и $M_{обр}$, образуемые прямым и обратными полями, направлены в противоположные стороны, а результирующий момент однофазного двигателя $M_{рез}$ равен разности моментов при одной и той же частоте вращения ротора.

На рис. 7.2 показаны зависимости $M=f(s)$ для однофазного двигателя. Рассматривая эти зависимости, можно сделать заключения:

однофазный двигатель не имеет начального пускового момента, он вращается в ту сторону, в которую приводится внешней силой;

частота вращения однофазного двигателя при холостом ходе меньше, чем у трехфазного двигателя, из-за наличия тормозного момента, образуемого обратным полем;

рабочие характеристики однофазного двигателя хуже, чем трехфазного; он имеет повышенное скольжение при номинальной нагрузке, меньший КПД, меньшую перегрузочную способность, что объясняется наличием обратного поля;

мощность однофазного двигателя составляет примерно $2/3$ от мощности трехфазного двигателя того же габарита, так как в однофазном двигателе рабочая обмотка занимает только $2/3$ пазов статора. Заполнять все пазы статора нерационально, так как при этом обмоточный коэффициент получается малым, расход меди возрастает примерно в 1,5 раза, в то время как мощность увеличивается только на 12%.

Пуск однофазных двигателей. Чтобы получить начальный пусковой момент, однофазные двигатели снабжают пусковой обмоткой, сдвинутой на 90 эл. град относительно основной рабочей обмотки. На период пуска пусковую обмотку присоединяют к сети через фазосдвигающие элементы — емкость, индуктивность или активное сопротивление. После окончания разгона двигателя пусковую обмотку отключают, при этом двигатель продолжает работать как однофазный. Так как пусковая обмотка работает лишь короткое время, ее изготавливают из провода меньшего сечения, чем рабочую, и укладывают в меньшее число пазов.

Рассмотрим более подробно процесс пуска при использовании в качестве фазосдвигающего элемента емкости C (рис. 7.3, а). Напряжение на пусковой обмотке $U_{1п} = U_1 - U_C = U_1 + j I_{1п} X_C$, т. е. сдвинуто по фазе относительно напряжения сети U_1 , приложенного к рабочей обмотке P . Следовательно, векторы токов в рабочей $I_{1р}$ и пусковой $I_{1п}$ обмотках сдвинуты по фазе на некоторый угол. Выбирая определенным образом емкость фазосдвигающего конденсатора, можно получить режим работы при пуске, близкий к симметричному (рис. 7.3, б), т. е. получить круговое вращающееся поле. На рис. 7.3, в показаны зависимости $M=f(s)$ для двигателя при

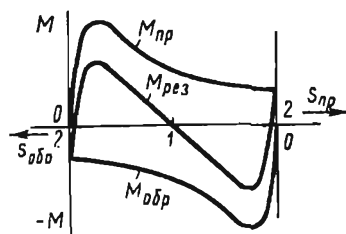


Рис. 7.2. Механическая характеристика однофазного асинхронного двигателя

включенной (кривая 1) и выключенной (кривая 2) пусковой обмотке. Пуск двигателя осуществляется на части ab характеристики 1; в точке b пусковая обмотка выключается, и в дальнейшем двигатель работает на части co характеристики 2.

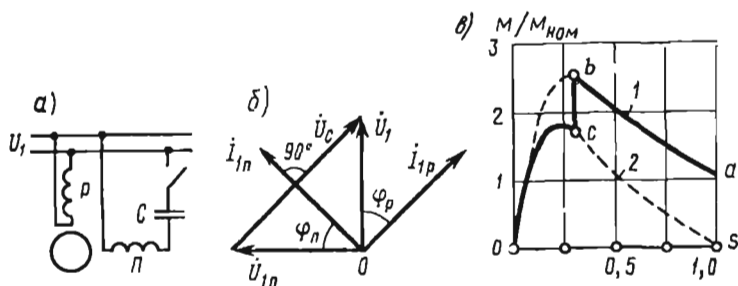


Рис. 7.3. Схема однофазного асинхронного двигателя с конденсаторным пуском (а), его векторная диаграмма (б) и механическая характеристика (в)

Так как включение второй обмотки существенно улучшает механическую характеристику двигателя, в некоторых случаях применяют однофазные двигатели, в которых обмотки A и B включены все время (рис. 7.4, а). Такие двигатели называют *конденсаторными*.

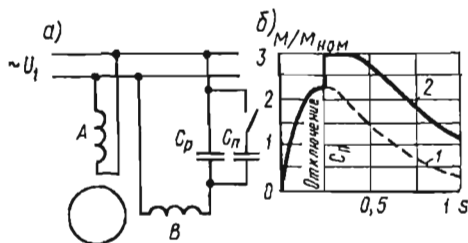


Рис. 7.4. Схема конденсаторного асинхронного двигателя (а) и его механическая характеристика (б)

Обе обмотки конденсаторных двигателей занимают одинаковое число пазов и имеют одинаковую мощность. При пуске конденсаторного двигателя для увеличения пускового момента целесообразно иметь увеличенную емкость $C_p + C_n$. После разгона двигателя по характеристике 2 (рис. 7.4. б) и уменьшения тока часть конденсаторов C_n отключают, чтобы при номинальном ре-

жиме (когда ток двигателя становится меньше, чем при пуске) увеличить емкостное сопротивление и обеспечить работу двигателя в условиях, близких к работе при круговом вращающемся поле. При этом двигатель работает по характеристике 1.

Конденсаторный двигатель имеет высокий $\cos \varphi$. Недостатками его являются: сравнительно большая масса и габариты конденсатора, возникновение несинусоидального тока при искажениях питающего напряжения, которое в ряде случаев приводит к вредному воздействию на линии связи.

При легких условиях пуска (небольшой нагрузочный момент в пусковой период) применяют двигатели с пусковым сопротивлением (рис. 7.5, а). Наличие активного сопротивления в цепи пусковой обмотки обеспечивает меньший сдвиг фаз φ_n между напряжением и током в этой обмотке (рис. 7.5, б), чем сдвиг фаз φ_p в рабочей обмотке. Поэтому токи в рабочей и пусковой обмотках оказываются сдвинутыми по фазе на угол $\varphi_p - \varphi_n$ и образуют несимметричное (эллиптическое) вращающееся поле, благодаря которому и возникает пусковой момент. Двигатели с пусковым сопротивлением надежны в эксплуатации, выпускаются серийно. Пусковое сопротивление встраивают в корпус двигателя и охлаждают тем же воздухом, который охлаждает весь двигатель.

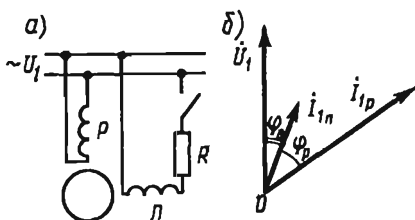


Рис. 7.5. Схема однофазного асинхронного двигателя с пусковым сопротивлением (а) и его векторная диаграмма (б)

Однофазный двигатель с экранированными полюсами. В этом двигателе обмотку статора, подсоединяемую к сети, обычно выполняют сосредоточенной и укрепляют на явно выраженных полюсах (рис. 7.6, а), листы которых штампуют совместно со статором. В каждом полюсе один из наконечников охватывается вспомога-

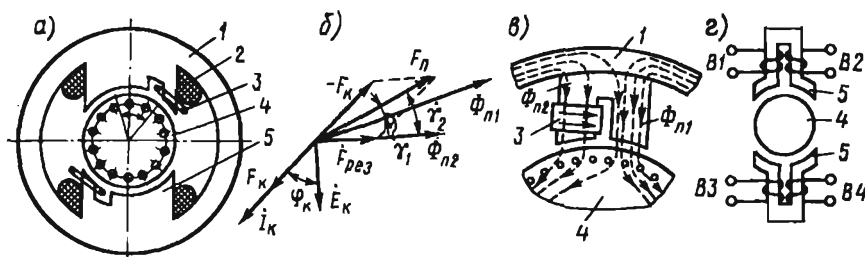


Рис. 7.6. Конструктивные схемы асинхронного двигателя с экранированными полюсами и его векторная диаграмма:

1 — статор, 2 — обмотка статора, 3 — короткозамкнутый виток, 4 — ротор, 5 — полюс

тельной обмоткой, состоящей из одного или нескольких короткозамкнутых витков, которые экранируют от $1/5$ до $1/2$ полюсной дуги. В двухполюсной машине короткозамкнутые витки располагаются по диаметру; в четырехполюсной — под углом 90° . Ротор двигателя — короткозамкнутый обычного типа.

Магнитный поток машины, создаваемый обмоткой статора (поток полюса), можно представить в виде суммы двух составляющих (рис. 7.6, в) $\Phi_n = \Phi_{n1} + \Phi_{n2}$, где Φ_{n1} — поток, проходящий через часть

полюса, не охваченную короткозамкнутым витком; $\Phi_{п2}$ — поток, проходящий через часть полюса, экранированную короткозамкнутым витком.

Потоки $\Phi_{п1}$ и $\Phi_{п2}$ проходят через различные части полюсного наконечника, т. е. смещены в пространстве на угол β . Кроме того, они сдвинуты по фазе относительно МДС $F_{п}$ обмотки статора на различные углы — γ_1 и γ_2 . Это объясняется тем, что каждый полюс рассматриваемого двигателя можно рассматривать в первом приближении как трансформатор, первичной обмоткой которого является обмотка статора, а вторичной — короткозамкнутый виток. Поток обмотки статора индуцирует в короткозамкнутом витке ЭДС E_k (рис. 7.6, б), вследствие чего возникает ток I_k и МДС F_k , складывающаяся с МДС $F_{п}$ обмотки статора. Реактивная составляющая тока I_k уменьшает поток $\Phi_{п2}$, а активная — смещает его по фазе относительно МДС $F_{п}$. Так как поток $\Phi_{п1}$ не охватывает короткозамкнутый виток, угол γ_1 имеет сравнительно небольшую величину ($4 \dots 9^\circ$) — примерно такую же, как угол сдвига фаз между потоком трансформатора и МДС первичной обмотки в режиме холостого хода. Угол γ_2 значительно больше (около 45°), т. е. такой, как в трансформаторе со вторичной обмоткой, замкнутой накоротко (например, в измерительном трансформаторе тока). Это объясняется тем, что потери мощности, от которых зависит угол γ_2 , определяются не только магнитными потерями мощности в стали, но и электрическими потерями в короткозамкнутом витке.

Потоки $\Phi_{п1}$ и $\Phi_{п2}$, смещенные в пространстве на угол β и сдвинутые по фазе во времени на угол $\gamma = \gamma_1 - \gamma_2$, образуют эллиптическое вращающееся магнитное поле (см. гл. 2), которое создает вращающий момент, действующий на ротор двигателя в направлении от первого полюсного наконечника, не охватываемого короткозамкнутым витком, ко второму наконечнику (в соответствии с чередованием максимумов потоков «фаз»).

Для увеличения пускового момента рассматриваемого двигателя путем приближения его вращающегося поля к круговому применяют различные способы: устанавливают между полюсными наконечниками смежных полюсов магнитные шунты, усиливающие магнитную связь между основной обмоткой и короткозамкнутым витком и улучшающие форму магнитного поля в воздушном зазоре; увеличивают воздушный зазор под наконечником, не охватываемым короткозамкнутым витком; используют два и большее количество короткозамкнутых витков на одном наконечнике с разными углами охвата. Имеются также двигатели без короткозамкнутых витков на полюсах, но с несимметричной магнитной системой: различной конфигурацией отдельных частей полюса и разными по величине воздушными зазорами. Такие двигатели имеют меньший пусковой момент, чем двигатели с экранированными полюсами, но КПД их выше, так как у них потери мощности в короткозамкнутых витках отсутствуют.

Рассмотренные конструкции двигателей с экранированными полюсами — неререверсивные. Для осуществления реверса в таких двигателях вместо короткозамкнутых витков используют катушки $B1 \dots B4$ (рис. 7.6, z), каждая из которых охватывает половину полюса. Замыкая накоротко пару катушек $B1$ и $B4$ или $B2$ и $B3$, можно экранировать одну или другую половину полюса и изменять таким образом направление вращения магнитного поля и ротора.

Двигатель с экранированными полюсами имеет ряд существенных недостатков: сравнительно большие габаритные размеры и массу, низкий $\cos \varphi = 0,4 \dots 0,6$; низкий $\eta = 0,25 \dots 0,4$ из-за больших потерь в короткозамкнутом витке; небольшой пусковой момент и др. Достоинствами двигателя являются простота конструкции и вследствие этого высокая надежность в эксплуатации; отсутствие зубцов на статоре значительно снижает шум двигателя и поэтому его часто употребляют в устройствах по воспроизведению музыки и речи.

7.2. Двухфазные исполнительные двигатели

Принцип действия. В двухфазном исполнительном двигателе (рис. 7.7) одна из обмоток статора B , называемая *обмоткой возбуждения*, подключается к сети переменного тока с постоянно действующим значением напряжения U_B . Ко второй обмотке статора Y , называемой *обмоткой управления*, подводится напряжение управления U_Y от управляющего устройства $УУ$. Частоту вращения исполнительных двигателей регулируют путем изменения напряжения, подаваемого на обмотку управления, по величине и фазе. При этом изменяется форма вращающегося магнитного поля: из кругового оно становится эллиптическим. Эллиптическое магнитное поле, как показано в гл. 2, можно представить в виде двух круговых полей, вращающихся в прямом и обратном направлениях относительно направления вращения ротора. Воздействие на ротор обратно вращающегося поля создает тормозной момент и приводит к изменению формы механической характеристики двигателя, вследствие чего изменяется и частота вращения ротора. Чем больше выражена эллиптичность поля, тем значительно уменьшается частота вращения. Однако при этом возрастают и потери мощности в двигателе.

Различают три способа управления частотой вращения исполнительного двигателя: амплитудное, фазовое и амплитудно-фазовое.

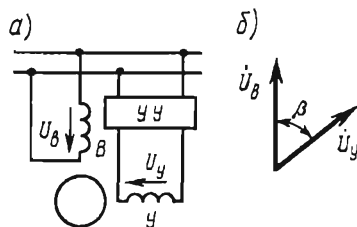


Рис. 7.7. Принципиальная схема асинхронного исполнительного двигателя (a) и векторная диаграмма его напряжений (b)

При амплитудном управлении угол сдвига фаз β между векторами $\vec{U}_в$ и $\vec{U}_у$ (рис. 7.7, б) всегда равен 90° ; изменяется только амплитуда напряжения управления, т. е. его действующее значение.

При фазовом управлении напряжение управления U_y остается неизменным по величине, а регулирование частоты вращения достигается изменением угла сдвига фаз β между векторами $\vec{U}_в$ и $\vec{U}_у$.

При амплитудно-фазовом управлении изменяются амплитуда напряжения управления и угол сдвига фаз между напряжениями $\vec{U}_в$ и $\vec{U}_у$, подаваемыми на обмотки статора. Для реализации этого способа обычно в цепь обмотки возбуждения включают фазосдвигающий конденсатор, а управление двигателем осуществляют путем изменения по величине напряжения управления U_y , при этом одновременно изменяется по величине и фазе напряжение $\vec{U}_в$.

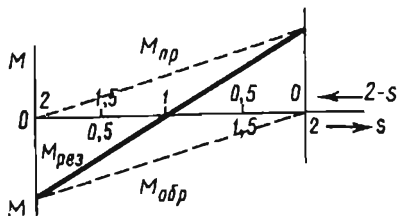


Рис. 7.8. Зависимости моментов от скольжения

Основными требованиями, предъявляемыми к исполнительным двигателям, являются хорошая управляемость при всех ре-

жимах работы и линейность механических и регулировочных характеристик (зависимость частоты вращения от подаваемого электрического сигнала). В частности, при отсутствии напряжения управления, когда двигатель работает в однофазном режиме, его ротор должен оставаться неподвижным (*отсутствие самохода*).

В обычном однофазном двигателе результирующий момент при пуске равен нулю, однако в довольно широком диапазоне частот вращения (при $s < 1$) он больше нуля (см. рис. 7.2). Следовательно, как было показано в § 7.1, такой двигатель может работать с некоторой установившейся частотой вращения, если его предварительно привести во вращение. Однако использовать такой двигатель в качестве исполнительного невозможно, так как при отсутствии напряжения управления он не останавливается, т. е. теряет управление. Чтобы двигатель не терял управления и останавливался в однофазном режиме, необходимо выдержать условие $M_{обр} > M_{пр}$ или, в крайнем случае, $M_{обр} = M_{пр}$. Условием отсутствия самохода в области изменения скольжения $1 > s > 0$ является выполнение неравенства

$$M_{рез} = M_{пр} - M_{обр} \leq 0.$$

Зависимость $M = f(s)$ для прямого и обратного полей одинакова, но $s_{обр} = 2 - s_{пр}$. Поэтому полученное условие отсутствия самохода можно записать в следующем виде:

$$M_{пр}(s) \leq M_{обр}(2 - s). \quad (7.5)$$

Условие выполняется при $s_{кр} > 1$. На рис. 7.8 показаны зависимости $M_{рез} = f(s)$ для однофазного двигателя при $s_{кр} > 1$. При этом

в области скольжения $1 > s > 0$ имеет место неравенство $M_{обр} > M_{пр}$, следовательно, в однофазном режиме ротор двигателя останавливается.

Устройство. Чтобы обеспечить работу двигателя при $s_{кр} > 1$, необходимо выполнить его обмотку ротора с большим активным сопротивлением. При использовании ротора обычной конструкции с обмоткой типа беличьей клетки ее стержни для увеличения сопротивления выполняют из материала с повышенным удельным сопротивлением (латуни, фосфористой бронзы и т. д.) и сравнительно малым поперечным сечением. Конструкция такого двигателя

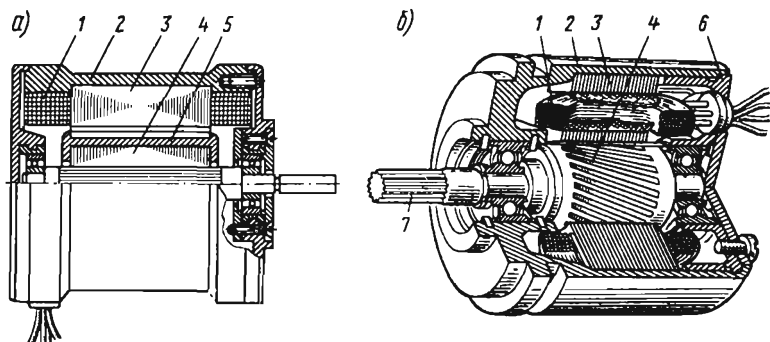


Рис. 7.9. Устройство исполнительного двигателя с беличьей клеткой на роторе:

а — обычного исполнения; *б* — сквозной конструкции; 1 — обмотка статора, 2 — корпус, 3 — статор, 4 — ротор, 5 — беличья клетка, 6 — подшипниковый щит, 7 — вал

(рис. 7.9, *а*) мало отличается от конструкции обычного асинхронного двигателя. Его основным недостатком является большой момент инерции ротора, снижающий быстродействие исполнительного двигателя. Для уменьшения момента инерции в двигателях этого типа применяют роторы относительно малого диаметра с отношением длины к диаметру $l_a/D_a = 1,6 \dots 2,4$.

В настоящее время промышленность выпускает исполнительные асинхронные двигатели с беличьей клеткой «сквозной конструкции» (рис. 7.9, *б*). В этих двигателях внутренний диаметр статора равен диаметру расточки под подшипники в щитах, что дает возможность обрабатывать внутреннюю поверхность статора и отверстий под подшипники одновременно, после установки подшипниковых щитов. В результате удастся существенно уменьшить эксцентриситет и выполнять двигатели с весьма малым воздушным зазором ($0,03 \dots 0,05$ мм), что позволяет при неизменных габаритах двигателя увеличить его вращающий момент или повысить КПД и $\cos \phi$. В таких двигателях для уменьшения момента инерции ротор выполняют малого диаметра ($l_a/D_a = 2 \dots 3$), а обмотку статора обычно

заливают эпоксидным компаундом, благодаря чему она образует вместе с пакетом статора монолитную конструкцию.

Большое распространение имеют исполнительные двигатели с полым немагнитным ротором и внутренним статором (рис. 7.10). На внешнем статоре расположены две обмотки, сдвинутые в пространстве на угол 90° . Ротор выполнен в виде тонкостенного полого цилиндра из алюминия. Для уменьшения магнитного сопротивления двигателя имеется также внутренний статор, набираемый из

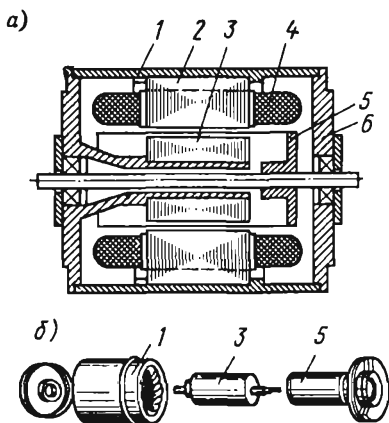


Рис. 7.10. Двигатель с полым немагнитным ротором (а) и его основные конструктивные элементы (б):

1 — корпус, 2 — внешний статор, 3 — внутренний статор, 4 — обмотка статора, 5 — полый немагнитный ротор, 6 — подшипниковый щит

листов электротехнической стали, так же как и внешний статор. При протекании тока по обмоткам статора создается вращающееся магнитное поле и в роторе индуцируется ЭДС, направленная по образующей цилиндра. Под действием этой ЭДС в роторе возникают вихревые токи, которые, взаимодействуя с вращающимся полем, создают электромагнитные силы и вращающий момент.

Характерной особенностью двигателя с полым немагнитным ротором является значительный ток холостого хода, составляющий 85...95% от номинального. Это объясняется тем, что в рассматриваемом двигателе расчетная величина эффективного воздушного зазора $\delta_{эф} = 0,6...1,2$ мм (с учетом толщины полого ротора), значительно больше, чем в асинхронном двигателе нормального исполнения (в двигателе сквозной конструкции $\delta_{эф} = 0,03...0,05$ мм).

Иногда полый ротор выполняют ферромагнитным (стальным). При этом внутренний статор не требуется и конструкция двигателя сильно упрощается. Двигатель с полым ферромагнитным ротором имеет ряд существенных недостатков, основными из которых являются возможность прилипания ротора к статору при неравномерном воздушном зазоре или износе подшипников и пониженное быстродействие (в 10...20 раз) по сравнению с двигателем с немагнитным ротором (из-за увеличения момента инерции и снижения величины вращающего момента).

При необходимости получить высокую частоту вращения ротора, например в гироскопических устройствах, применяются асинхронные микродвигатели с массивным ферромагнитным ротором. Такой ротор выполняет одновременно роль магнитопровода и токопроводящего тела. Вращающееся магнитное поле проникает в ротор на определенную глубину и индуцирует в нем вихревые токи, которые,

взаимодействуя с полем, создают электромагнитный момент. Вихревые токи при пуске протекают в сравнительно тонком слое вблизи поверхности ротора (глубина проникновения $1 \dots 3$ мм при $f_1 = 50$ Гц), поэтому эффективное активное сопротивление ротора $R_{2\text{эф}}$ велико, а индуктивное $X_{2\text{эф}}$ мало и двигатель развивает достаточно большой пусковой момент ($M_{\text{п}}/M_{\text{ном}} = 1,5 \dots 2$). При разгоне глубина проникновения поля в ротор изменяется приблизительно обратно пропорционально $\sqrt{s}$, что приводит к соответствующему уменьшению $R_{2\text{эф}}$ и увеличению $X_{2\text{эф}}$.

Двигатель с массивным ротором имеет худшие энергетические показатели, чем двигатели с беличьей клеткой на роторе, так как при номинальном режиме глубина проникновения тока и потока в тело ротора составляет $5 \dots 15$ мм, вследствие чего сопротивление $R_{2\text{эф}}$ значительно больше, чем в роторе с беличьей клеткой. Для устранения этого недостатка в некоторых конструкциях на торцовых поверхностях ротора устанавливают медные короткозамыкающие кольца или покрывают поверхность ротора слоем меди толщиной $0,1 \dots 0,3$ мм. При этом уменьшается скольжение $s_{\text{ном}}$ и возрастает КПД.

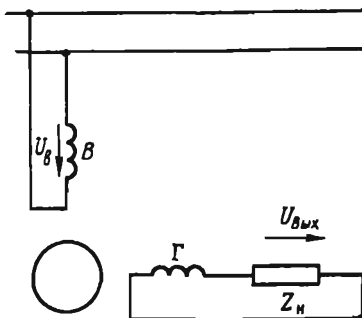


Рис. 7.11. Принципиальная схема асинхронного тахогенератора

7.3. Асинхронный тахогенератор

Принцип действия. Конструкция асинхронного тахогенератора аналогична конструкции асинхронного исполнительного двигателя с полым немагнитным ротором. На статоре в пазах уложены две обмотки, сдвинутые в пространстве на 90° . Одна из обмоток B (возбуждения) постоянно включена в сеть, другая обмотка Γ (генераторная) присоединена к нагрузке Z_H (рис. 7.11), т. е. является выходной.

По обмотке B проходит переменный ток, в результате чего создается магнитный поток Φ_d , пульсирующий с частотой сети f_1 . Этот поток распределен в пространстве практически синусоидально и его ось совпадает с осью обмотки возбуждения B (рис. 7.12, а), называемой *продольной осью* $d-d$. Соответственно поток, создаваемый обмоткой возбуждения, называют *продольным*. Ось $q-q$, перпендикулярную оси обмотки возбуждения, называют *поперечной*. Рассмотрим, какие ЭДС и токи возникают в асинхронном тахогенераторе при неподвижном и вращающемся роторе.

При неподвижном роторе магнитный поток Φ_d пронизывает обмотку возбуждения B , индуцируя в ней ЭДС

$$E_{\text{в}} = 4,44 f_1 \omega_{\text{в}} k_{\text{об.в}} \Phi_{d\text{м}}, \quad (7.6)$$

где $\omega_{\text{в}}$, $k_{\text{об.в}}$ — число витков и обмоточный коэффициент обмотки возбуждения.

Пренебрегая активным сопротивлением обмотки возбуждения и индуктивным сопротивлением, обусловленным потоком рассеяния, для обмотки возбуждения можно записать $\dot{U}_{\text{в}} + \dot{E}_{\text{в}} = 0$.

В идеальном случае в обмотке Γ продольный поток Φ_d не индуцирует ЭДС, так как обмотка Γ сдвинута относительно обмотки B на 90° . Следовательно, при $n=0$ и напряжение на нагрузке равно нулю. Однако практически точной магнитной симметрии осей указанных обмоток достигнуть невозможно, поэтому часть потока Φ_d оказывается трансформаторно связанной с обмоткой Γ и индуцирует в ней некоторую ЭДС, называемую *остаточной*.

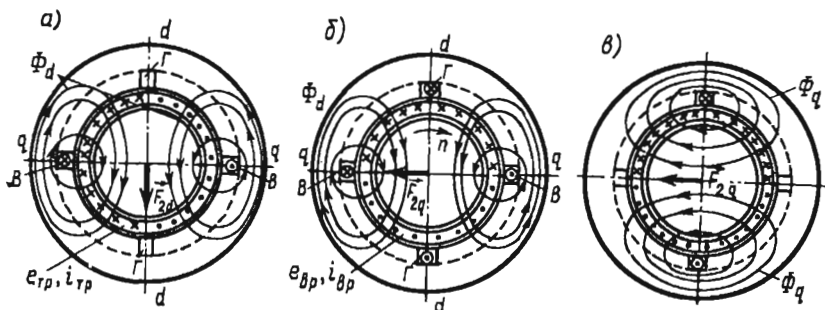


Рис. 7.12. Характер распределения ЭДС и токов, индуцируемых в полом роторе

Полый ротор можно представить совокупностью ряда «элементарных проводников». В каждом таком проводнике пульсирующий поток индуцирует ЭДС $e_{\text{тр}}$, называемую *трансформаторной*. Так как активное сопротивление полого ротора во много раз больше индуктивного, то ЭДС $e_{\text{тр}}$ и вызываемый ею в роторе ток $i_{\text{тр}}$ практически совпадают по фазе. При этом условии создаваемая током $i_{\text{тр}}$ МДС ротора F_{2d} действует по продольной оси машины при неподвижном и вращающемся роторе. На рис. 7.12, а показано направление ЭДС $e_{\text{тр}}$, тока $i_{\text{тр}}$ и МДС F_{2d} в момент времени, когда поток Φ_d уменьшается. Так как для обмотки возбуждения справедливо условие $\dot{U}_{\text{в}} + \dot{E}_{\text{в}} = 0$, то при возникновении продольной МДС ротора F_{2d} в обмотке возбуждения появляется компенсирующий ток (аналогично тому, как в трансформаторе), МДС $F_{\text{вд}}$ которого компенсирует действие МДС F_{2d} .

При вращении ротора каким-либо посторонним механизмом в его элементарных проводниках помимо трансформаторной ЭДС $e_{\text{тр}}$ индуцируется еще и ЭДС вращения $e_{\text{вр}} = B_x l_2 v_2$, где B_x — индукция в рассматриваемой точке воздушного зазора в данное мгно-

вание; l_2 — длина ротора в магнитном поле; v_2 — окружная скорость ротора.

Так как поток Φ_d пульсирует во времени с частотой сети f_1 , то и индуцируемые им ЭДС $e_{вр}$ также пульсируют с этой же частотой. При синусоидальном распределении индукции B_x вдоль окружности ротора максимальное значение ЭДС $e_{вр}$ в любой момент времени достигается в элементарном проводнике, расположенном по продольной оси машины.

На рис. 7.12, б показаны мгновенные направления ЭДС вращения $e_{вр}$ и создаваемых ею токов $i_{вр}$ в элементарных проводниках полого ротора. Следует подчеркнуть, что при любой частоте вращения направление этой ЭДС в элементах ротора, расположенных по обе стороны поперечной оси, противоположное. Если пренебречь индуктивным сопротивлением полого ротора, то направление тока $i_{вр}$ в каждом элементе совпадает с направлением ЭДС $e_{вр}$. При этом условии токи ротора $i_{вр}$ создают МДС F_{2q} и пульсирующий магнитный поток Φ_q , которые направлены по поперечной оси $q-q$ (рис. 7.12, в). Поток Φ_q не сцеплен непосредственно с обмоткой возбуждения; в выходной обмотке Γ он индуцирует ЭДС

$$E_r = 4,44 f_1 \omega_r k_{об.г} \Phi_{qm}, \quad (7.7)$$

где ω_r , $k_{об.г}$ — число витков и обмоточный коэффициент выходной обмотки.

Частота изменения ЭДС в выходной обмотке не зависит от частоты вращения ротора и при любых условиях равна частоте изменения ЭДС $e_{вр}$ в роторе, т. е. частоте сети f_1 , питающей обмотку возбуждения. *Неизменность частоты выходного напряжения является ценным свойством асинхронного тахогенератора.*

Рассмотрим, как связана ЭДС E_r в выходной обмотке с частотой вращения ротора. Согласно (7.7), она пропорциональна поперечному потоку $\Phi_{qm} = F_{2q}/R_{mq}$, где F_{2q} — максимальное значение МДС ротора по поперечной оси; R_{mq} — магнитное сопротивление машины по этой оси.

В асинхронной машине с полым немагнитным ротором эффективный воздушный зазор очень велик, поэтому магнитное сопротивление R_{mq} является практически неизменным (магнитное сопротивление стальных участков пренебрежимо мало). Следовательно, магнитный поток по поперечной оси практически пропорционален МДС F_{mq} , которая, в свою очередь, пропорциональна току $i_{вр}$ и ЭДС вращения $e_{вр}$ ротора. Однако ЭДС вращения прямо пропор-

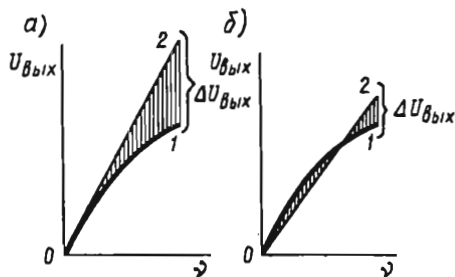


Рис. 7.13. Выходные характеристики некалиброванного (а) и калиброванного (б) асинхронного тахогенератора

циональна потоку Φ_d и частоте вращения ротора n_2 , поэтому при отсутствии насыщения магнитной системы

$$U_{\text{вых}} \approx E_r \approx c_1 f_1 \Phi_{qm} = c_2 f_1 \Phi_{dm} v_2 = c_3 n_2, \quad (7.8)$$

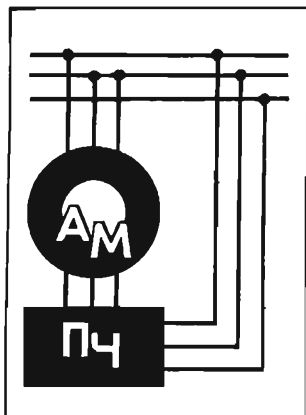
где $c_1 \dots c_3$ — постоянные.

Таким образом, в идеализированном тахогенераторе (при принятых допущениях) ЭДС в выходной обмотке прямо пропорциональна частоте вращения ротора. Иными словами, его *выходная характеристика* $U_{\text{вых}} = f(v)$ является линейной (рис. 7.13, а, кривая 2). В реальных условиях работы тахогенератора указанная характеристика отклоняется от линейной зависимости (кривая 1), т. е. появляется амплитудная погрешность $\Delta U_{\text{вых}}$.

Амплитудную погрешность можно уменьшить путем соответствующей калибровки тахогенератора. Под калибровкой понимается установление такого наклона идеальной характеристики тахогенератора (рис. 7.13, б, кривая 2), при котором отклонение в среднем от реальной характеристики 1 минимально.

Вопросы для самоконтроля

1. Почему в однофазном асинхронном двигателе начальный пусковой момент равен нулю?
2. Как запускают однофазные асинхронные двигатели?
3. Как управляют двухфазными исполнительными двигателями?
4. Как устроены двухфазные исполнительные двигатели?
5. Как устроен асинхронный тахогенератор?
6. Как зависят выходные напряжение и частота асинхронного тахогенератора от частоты вращения?



Асинхронный автономный генератор и асинхронная машина двойного питания

В настоящее время в связи с усовершенствованием линейных и нелинейных конденсаторов, развитием полупроводниковой техники, увеличением частоты вращения первичных двигателей (газотурбинных и др.) создаются условия для применения асинхронных генераторов в качестве автономных источников переменного тока как в общепромышленных энергоустановках, так и в специальных энергетических системах с повышенной частотой тока.

Асинхронная машина двойного питания может работать в двигательном и тормозном режимах в широком диапазоне частот вращения. Она обладает высокими регулировочными свойствами и позволяет регулировать реактивную мощность, потребляемую машиной из сети или отдаваемую ею в сеть. На основе машины двойного питания могут быть созданы различные каскадные схемы.

8.1. Асинхронный автономный генератор

Устройство. Асинхронная машина, подключенная к трехфазной сети переменного тока при частоте вращения $n_2 > n_1$, переходит в генераторный режим (см. § 6.5). При этом реактивную мощность, необходимую для возникновения вращающего магнитного поля, машина получает из сети. Можно также обеспечить работу асинхронной машины в качестве автономного генератора, если подавать в обмотку статора необходимую реактивную мощность от батареи конденсаторов.

В автономном асинхронном генераторе (рис. 8.1, а) к выходу генератора АГ, приводимого во вращение каким-либо двигателем Д, параллельно нагрузке Z_n в каждую фазу подключают конденсатор С. При активной нагрузке реактивная мощность Q_c , поступающая от конденсатора С, должна быть равна реактивной (намагничивающей) мощности генератора Q_g , необходимой для создания его

магнитного потока. При смешанной активно-индуктивной нагрузке мощность Q_C должна покрывать также реактивную мощность Q_H нагрузки. Схема замещения асинхронного генератора с конденсаторным возбуждением изображена на рис. 8.1, б. Она отличается от схемы замещения асинхронного двигателя наличием емкостного сопротивления X_C и сопротивления Z_H в цепи нагрузки. Такие генераторы обычно выполняют с короткозамкнутой обмоткой ротора.

Возбуждение генератора. В рассматриваемом асинхронном генераторе возникает процесс самовозбуждения, как и в генераторе постоянного тока с параллельным возбуждением. При вращении ротора в обмотке статора потоком оста-

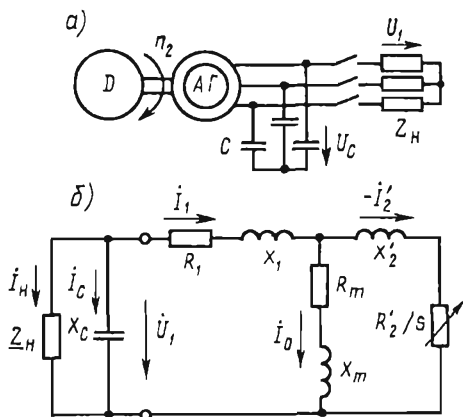


Рис. 8.1. Принципиальная схема автономного асинхронного генератора с конденсаторным возбуждением (а) и его схема замещения (б)

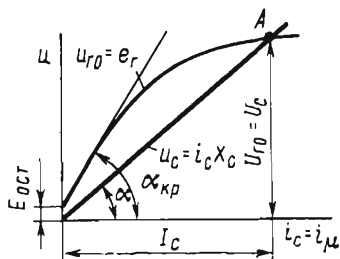


Рис. 8.2. Характеристика холостого хода генератора и вольт-амперная характеристика конденсатора

точного магнетизма индуцируется остаточная ЭДС $E_{ост}$ (рис. 8.2), которая создает в конденсаторе ток i_C . Этот ток, протекая по обмотке статора, усиливает его магнитный поток, в результате чего индуцируемая в генераторе ЭДС e_r и ток конденсатора увеличиваются. Переходный процесс при самовозбуждении характеризуется неравенством $i_C(X_1 + X_m) > i_C X_C$, где X_m — индуктивное сопротивление намагничивающего контура, уменьшающееся из-за насыщения магнитной цепи машины; X_C — емкостное сопротивление конденсатора. В ряде случаев начало процесса самовозбуждения генератора обеспечивается путем разряда на обмотку статора предварительно заряженной конденсаторной батареи.

Для того чтобы ток i_C обеспечивал при переходном процессе подмагничивание асинхронного генератора, необходимо, чтобы $e_r - i_C > 0$. Для этого вольт-амперная характеристика конденсатора должна составлять с осью абсцисс угол $\alpha < \alpha_{кр}$. При этом $\alpha = \arctg X_C$ и $\alpha_{кр} = \arctg(X_1 + X_{mнн})$, где $X_{mнн}$ соответствует ненасыщенной магнитной цепи генератора. Следовательно, емкостное сопротивление X_C должно быть меньше $X_1 + X_{mнн}$.

Переходный процесс при самовозбуждении генератора продолжается до тех пор, пока напряжение $U_{г0}$ не станет равным напряжению на конденсаторе U_c (точка А на рис. 8.2). Это условие можно выразить в виде равенства сопротивлений $X_1 + X_m = X_c$, откуда емкость, необходимая для возбуждения генератора при данной частоте,

$$C = 1 / [(2\pi f_1)^2 (L_1 + L_m)]. \quad (8.1)$$

В общем случае емкость, необходимая для получения номинального напряжения асинхронного генератора при подключении к генератору активно-индуктивной нагрузки, может быть определена из выражения

$$Q_c = m_1 U_c^2 / X_c = Q_r + Q_n = P_r \operatorname{tg} \varphi_r + P_n \operatorname{tg} \varphi_n;$$

принимая $P_r = P_n = P_{\text{ном}}$ и выражая $X_c = 1 / (\omega_1 C) = 1 / (2\pi f_1 C)$, получим

$$C = P_{\text{ном}} (\operatorname{tg} \varphi_r + \operatorname{tg} \varphi_n) / (2\pi f_1 m_1 U_c^2), \quad (8.2)$$

где $P_{\text{ном}}$ — мощность, отдаваемая генератором; U_c — напряжение на конденсаторах; f_1 — частота тока; φ_r и φ_n — углы сдвига фаз между напряжением $U_r = U_c$ и токами генератора и нагрузки.

В соответствии с этим емкость C можно разбить на две части: постоянную C_r , необходимую для самовозбуждения генератора в режиме холостого хода, и переменную C_n , необходимую для компенсации нагрузки. На рис. 8.3 приведены зависимости емкости (мкФ) на 1 кВт активной мощности от $\cos \varphi_r$ для генератора с напряжением на емкости 220 В при частоте 50 и 400 Гц. Величина $\cos \varphi_r$ асинхронного генератора, а следовательно, и емкости C_r в значительной степени зависят от частоты вращения $n_{2\text{ном}}$, т. е. от числа полюсов $2p$ машины. Так, для генератора мощностью 10 кВт, работающего при $f_1 = 50$ Гц, величина емкости C_r составляет 300 мкФ при $n_2 = 3000$ об/мин ($2p = 2$, $\cos \varphi_r = 0,89$) и 480 мкФ при $n_2 = 750$ об/мин ($2p = 8$; $\cos \varphi_r = 0,8$). Поэтому в качестве асинхронных генераторов желательно иметь высокоскоростные машины. Емкость C_n зависит от характера нагрузки. Например, для компенсации нагрузки генератора мощностью 10 кВт, работающего при $f_1 = 400$ Гц, требуется емкость 60 мкФ при $\cos \varphi_n = 0,8$ и 40 мкФ при $\cos \varphi_n = 0,9$.

Регулирование частоты и напряжения. Частота тока генератора при холостом ходе ($s = 0$) $f_1 = pn_1/60 = pn_2/60$, т. е. она определяется частотой вращения ротора $n_2 = n_1$. При нагрузке генератора и неизменном значении n_2 частота вращения магнитного поля $n_1 = n_2 / (1 - s)$ уменьшается, так как при генераторном режиме на устойчивой части механической характеристики скольжение $s < 0$. Изменение частоты f_1 при переходе от холостого хода к номинальной нагрузке $\Delta f_1 = pn_2 s_{\text{ном}} / (1 - s_{\text{ном}})$ или $\Delta f_{1*} = 100 / f_{1\text{ном}} = 100 s_{\text{ном}} (\%)$, т. е. относительное изменение частоты численно равно скольжению,

выраженному в %. Для поддержания частоты $f_1 = \text{const}$ при увеличении нагрузки необходимо соответствующим образом увеличить n_2 .

Внешние и регулировочные характеристики генератора при активной и активно-индуктивной нагрузках приведены на рис. 8.4. В принципе они подобны соответствующим характеристикам для генератора постоянного тока и синхронного генератора.

Внешняя характеристика представляет собой зависимость напряжения $U_1 = f(I_n)$ при $f_1 = \text{const}$, $\cos \varphi = \text{const}$, $n_2 = \text{const}$, $C = \text{const}$. Регулировочная характеристика — зависимость тока конденсатора I_C от тока нагрузки I_n при $U_1 = \text{const}$, $f_1 = \text{const}$, $\cos \varphi = \text{const}$, $n_2 = \text{const}$.

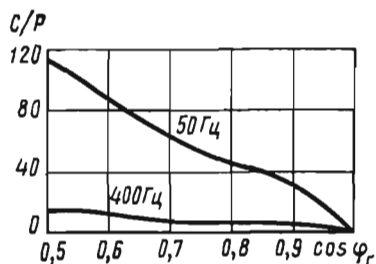


Рис. 8.3. Зависимость удельной емкости конденсаторов от $\cos \varphi_r$ для автономных асинхронных генераторов

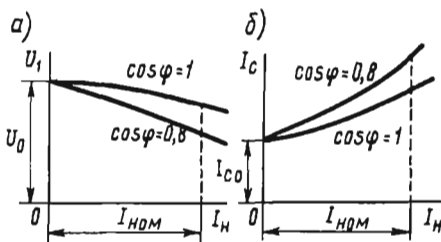


Рис. 8.4. Внешняя (а) и регулировочные (б) характеристики автономного асинхронного генератора

Напряжение генератора

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_1 - \dot{I}_1 Z_1. \quad (8.3)$$

При возрастании тока нагрузки I_n , а следовательно I_1 , при $f_1 = \text{const}$ и активном или активно-индуктивном характере нагрузки напряжение генератора уменьшается по двум причинам: из-за возрастания падения напряжения $I_1 Z_1$ в обмотке статора и из-за снижения ЭДС E_1 в результате уменьшения магнитного потока машины. Последнее объясняется тем, что с ростом тока нагрузки увеличивается сопротивление X_m намагничивающего контура, что приводит к уменьшению намагничивающего тока I_m . Если же поддерживается постоянной не частота f_1 , а частота вращения ротора генератора n_2 , то напряжение уменьшается также из-за уменьшения частоты f_1 .

Для стабилизации напряжения генератора при изменяющейся нагрузке можно регулировать частоту вращения ротора n_2 или магнитный поток машины. Последний способ применяют наиболее часто, его осуществляют изменением реактивной мощности $Q_C = m_1 \omega_1 C U_C^2$, поступающей в машину от конденсаторов. Для этого можно изменять емкость конденсаторов C или же подаваемое на

них напряжение U_C (например, посредством трансформатора, последовательно включенных резисторов и др.).

Наиболее сложно стабилизировать напряжение генератора, работающего на индуктивную нагрузку с переменной частотой вращения. Из (8.2) следует, что емкость C зависит от частоты f_1 генератора, т. е. от частоты вращения его ротора n_2 (рис. 8.5). При уменьшении частоты вращения n_2 требуемая величина емкости резко возрастает. Подбор необходимой емкости следует выполнять, исходя из условий $C = C_{\text{ном}}(n_2/n_{2\text{ном}})^2$ при $n_2 \geq n_{2\text{ном}}$ и $C = C_{\text{ном}}(n_2/n_{2\text{ном}})^4$ при $n_2 < n_{2\text{ном}}$. Из этих соотношений вытекает,

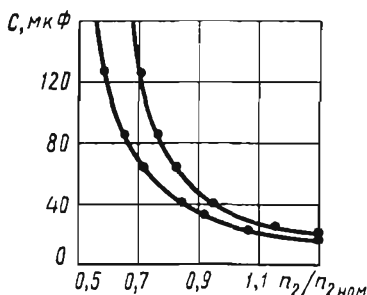


Рис. 8.5. Зависимость емкости от относительной частоты вращения генератора для машин мощностью 4,5 кВт·А при холостом ходе

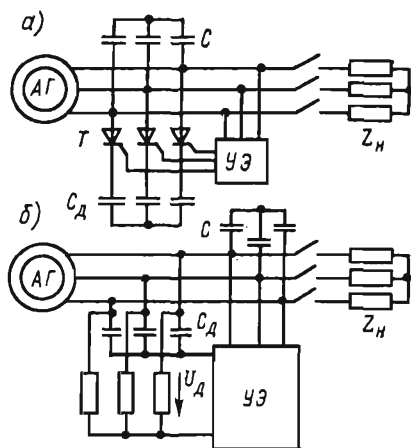


Рис. 8.6. Принципиальные схемы автоматического регулирования напряжения генератора путем изменения напряжения, подаваемого на конденсаторы

что автономные асинхронные генераторы целесообразно использовать при значениях $n_2/n_{2\text{ном}} \geq 0,9$. При меньших n_2 требуемая емкость быстро возрастает и генератор почти полностью загружается реактивным током.

Стабилизацию напряжения генератора, работающего при изменяющихся частоте вращения и нагрузке, можно осуществлять изменением величины подключаемой емкости, например, с помощью тиристоров T (рис. 8.6, а), периодически присоединяющих к генератору добавочную емкость C_d . При отклонении напряжения от номинального значения соответствующий управляющий элемент УЭ изменяет относительную продолжительность включения тиристоров, подключающих эту емкость.

Для автоматического регулирования напряжения в качестве добавочной емкости C_d целесообразно применять нелинейные конденсаторы (вариконды). При отклонении напряжения генератора от номинального значения управляющий элемент УЭ (рис. 8.6, б) изменяет напряжение U_d , подаваемое на вариконды, которые, изме-

няя свою емкость, стабилизируют напряжение генератора. При максимальной частоте вращения и в режиме холостого хода напряжение U_d , прикладываемое к варикондам, должно быть максимальным, а напряжение генератора — номинальным. При уменьшении напряжения генератора напряжение U_d уменьшается и емкость их возрастает. Такие регуляторы напряжения на варикондах обеспечивают хорошую стабилизацию напряжения генераторов мощностью 4, 8, 12 кВ·А и 400 Гц при изменении нагрузки от нуля до номинальной.

При использовании для стабилизации напряжения генератора трансформатора T с переменным коэффициентом трансформации (рис. 8.7, а) его масса и габаритные размеры оказываются значительными (особенно при частоте 50 Гц), так как реактивная мощность подключаемых конденсаторов пропорциональна квадрату коэффициента трансформации. В этом случае потребуется включить дополнительную емкость для компенсации реактивной составляющей тока самого трансформатора. Стабилизировать напряжение генератора можно также с помощью насыщающегося реактора L (рис. 8.7, б). При увеличении

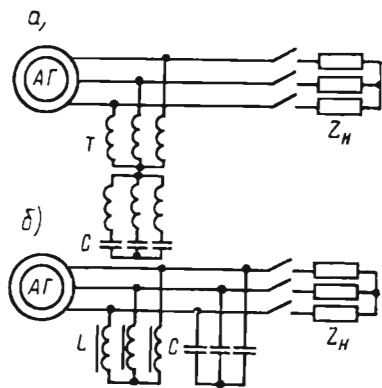


Рис. 8.7. Принципиальные схемы регулирования напряжения генератора с помощью трансформатора с переменным коэффициентом трансформации (а) и насыщающегося реактора (б)

нагрузки генератора и связанного с этим уменьшения его напряжения происходит уменьшение насыщения реактора L и увеличение его индуктивности. При этом уменьшается потребляемый им реактивный ток, что необходимо для повышения напряжения генератора. Однако этот способ требует увеличения емкости конденсаторов, а масса и размеры реактора получаются довольно большими, особенно при низких частотах.

Сравнение асинхронных и синхронных генераторов. Масса асинхронного генератора без устройств системы возбуждения значительно меньше, чем у синхронного генератора. Это объясняется тем, что у асинхронной машины меньший воздушный зазор, чем у синхронной, стержни беличьей клетки не требуют изоляции и их легче разместить на роторе, чем катушки возбуждения. Условия охлаждения сосредоточенной обмотки возбуждения синхронной машины хуже, чем у короткозамкнутой обмотки ротора. Как видно из рис. 8.8, масса асинхронной машины в диапазоне изменения мощности 5... 100 кВт примерно в 1,3... 1,4 раза меньше, чем синхронных. Если сравнить их с бесконтактными синхронными генераторами (например, индукторными), масса их примерно в 2... 3 раза меньше.

При сравнении указанных генераторов, учитывая устройства для их возбуждения, следует помнить, что масса и стоимость конденсаторов в ряде случаев значительно больше, чем у возбуждающих устройств синхронной машины. Конденсаторы должны обеспечивать намагничивающий ток асинхронного генератора, равный 25...35% номинального для машин сравнительно большой мощности и до 70% для машин мощностью до 1 кВт. Кроме того, конденсаторы должны компенсировать индуктивную нагрузку потребителей.

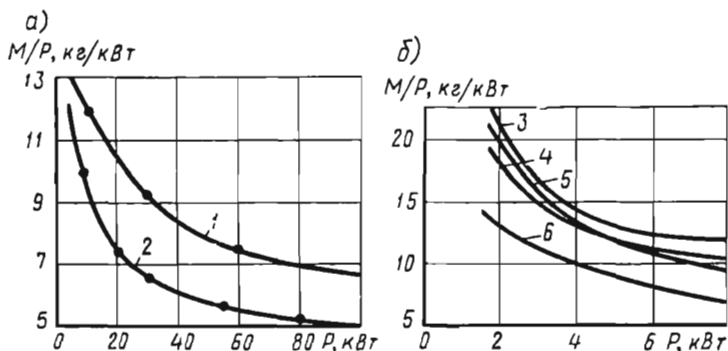


Рис. 8.8. Зависимость массы асинхронных и синхронных генераторов от мощности:

1, 2 — синхронный и асинхронный генераторы без возбуждающих устройств; 3, 4 — то же, с возбуждающими устройствами при частоте 50 Гц и 3000 об/мин; 5, 6 — то же, с возбуждающими устройствами при частоте 400 Гц и 3000 об/мин

При частоте 50 Гц и частоте вращения 3000 об/мин суммарная масса асинхронного генератора совместно с устройством для возбуждения несколько меньше, чем у синхронного генератора (рис. 8.8, б). При меньшей частоте вращения снижается $\cos \varphi$ и применение асинхронных генераторов становится экономически нецелесообразным. При частоте 400 Гц и частоте вращения 3000 об/мин масса асинхронного генератора значительно снижается, а при больших частотах вращения (6000...8000 об/мин) асинхронные генераторы с конденсаторным возбуждением в 1,5...2,1 раза легче синхронных генераторов обычного исполнения и в 3...5 раз легче индукторных. КПД асинхронных и синхронных генераторов с учетом устройств для их возбуждения примерно одинаков. Отметим высокую надежность асинхронных генераторов, что особенно важно при высоких частотах вращения; эти машины не требуют защиты от коротких замыканий, так как в этом режиме они развозбуждаются. Исследования показали, что асинхронные генераторы можно сравнительно легко включать на параллельную работу, даже при значительной разнице в их частотах вращения. При этом в сети устанавливается частота, равная среднему значению частот параллельно включенных генераторов.

частоту вращения n_2 в широких пределах как ниже, так и выше частоты n_1 без больших потерь энергии, а также изменять коэффициент мощности $\cos \varphi_1$ двигателя. При регулировании такой машины изменяют частоту f_2 и напряжение U_2 на выходе преобразователя частоты ПЧ.

На рис. 8.10 приведены схема замещения и векторная диаграмма асинхронной машины двойного питания. В общем случае вектор напряжения $\dot{U}'_2$ может быть сдвинут относительно ЭДС $\dot{E}'_2$ на некоторый угол $(\pi - \delta)$. При этом ток ротора

$$\dot{I}'_2 = (\dot{E}'_2 s + \dot{U}'_2) / \underline{Z}'_2 = (E'_2 s e^{-j\varphi_2}) / Z'_2 + (U'_2 / Z'_2) e^{-j(\pi - \varphi_2 - \delta)} \quad (8.4)$$

или

$$\dot{I}'_2 = (E'_2 / Z'_2) (s e^{-j\varphi_2} - U'_2 e^{-j(\varphi_2 + \delta)}), \quad (8.4a)$$

где $U'_2 = U'_2 / E'_2$ — относительное значение напряжения U'_2 (в долях от ЭДС ротора E'_2 при $n_2 = 0$); $\varphi_2 = \arccos(R'_2 / Z'_2)$ зависит от скольжения (под R'_2 понимается не только сопротивление самой обмотки ротора, но и сопротивление R'_d цепи выпрямленного тока преобразователя ПЧ, отнесенное к одной фазе ротора, т. е. $R'_2 = R'_{2дв} + (2/3)R'_d$), $Z'_2 = \sqrt{R'^2_2 + (sX'_2)^2}$.

Активная и реактивная составляющие тока ротора (относительно ЭДС E_2)

$$I'_{2a} = (E'_2 / Z'_2) [s \cos \varphi_2 - U'_2 \cos (\varphi_2 + \delta)]; \quad (8.5)$$

$$I'_{2p} = (E'_2 / Z'_2) [s \sin \varphi_2 - U'_2 \sin (\varphi_2 + \delta)]. \quad (8.6)$$

Активная составляющая тока ротора создает активную мощность и электромагнитный момент $M = c_M \Phi_M I'_{2a}$, а реактивная составляющая — реактивную мощность, циркулирующую в цепи ротора и статора.

Из (8.5) и (8.6) следует, что в машине двойного питания путем регулирования величины и фазы напряжения U_2 можно изменять независимо активную и реактивную мощности двигателя. Так, например, можно при неизменном скольжении s поддерживать неизменным реактивный ток I'_{2p} при изменении нагрузки машины, т. е. тока I'_{2a} , или же поддерживать определенное соотношение между активной и реактивной мощностями, например обеспечивать условие $\cos \varphi_1 = \text{const}$. При соответствующих значениях напряжения U_2 и угла δ активная составляющая тока ротора может быть отрицательна при положительном скольжении или положительна при отрицательном скольжении. Следовательно, такая машина может работать в генераторном режиме при $n_2 < n_1$ и в двигательном при $n_2 > n_1$.

Скольжение s_0 , при котором электромагнитный момент $M = 0$, можно определить из (8.5), положив $I'_{2a} = 0$:

$$s_0 = U'_2 (\cos \delta + \sin \delta \operatorname{tg} \varphi_2). \quad (8.7)$$

Очевидно, при скольжениях $s < s_0$ машина двойного питания работает в генераторном режиме, а при $s > s_0$ — в двигательном.

На рис. 8.11 приведены векторные диаграммы цепи ротора при различных значениях U'_2 и δ . При $\delta = 0$, когда напряжение $\dot{U}'_2$ находится в противофазе с ЭДС $\dot{E}'_2$ (рис. 8.11, а), ток $\dot{I}'_2 = (s\dot{E}'_2 + \dot{U}'_2) / (R'_2 + jsX'_2)$ и создаваемый им момент уменьшаются по сравнению с их значениями при отсутствии напряжения U'_2 и двигатель для сохранения прежнего значения момента $M = M_H = \text{const}$ работает

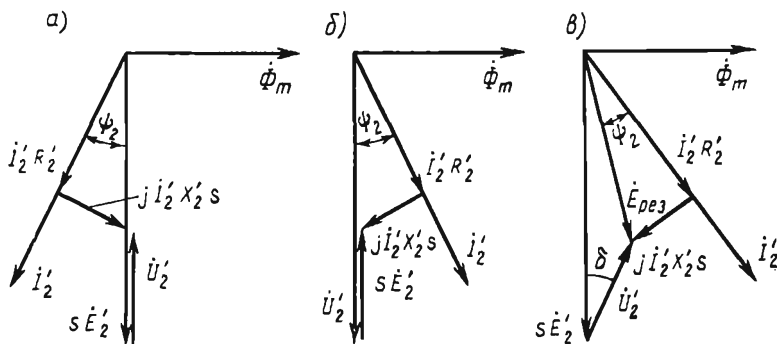


Рис. 8.11. Векторные диаграммы цепи обмотки ротора при различной фазе напряжения U'_2

при соответственно большем скольжении. Когда напряжение $\dot{U}'_2$ совпадает по фазе с $s\dot{E}'_2$, ток $\dot{I}'_2$ и момент M уменьшаются и двигатель для обеспечения условия $M = M_H = \text{const}$ работает при меньшем скольжении. При достаточно большем значении напряжения $\dot{U}'_2$ скольжение s становится отрицательным, ЭДС $s\dot{E}'_2$ и угол ψ_2 изменяют знак (рис. 8.11, б), вследствие чего и ток $\dot{I}'_2$ имеет составляющую, совпадающую по фазе с потоком $\dot{\Phi}_m$, т. е. подмагничивающую машину. Поэтому намагничивающий ток, потребляемый обмоткой статора из сети, уменьшается и $\cos \phi_1$ возрастает. Аналогичный эффект имеет место, если напряжение $\dot{U}'_2$ сдвинуто на некоторый угол δ относительно ЭДС $\dot{E}'_2$ (рис. 8.11, в).

Таким образом, асинхронная машина двойного питания обладает высокими регулировочными свойствами, возможностью получения двигательных и тормозных режимов в широком диапазоне частот вращения и регулирования реактивной мощности.

Максимально возможный диапазон регулирования частоты вращения выше n_2 и ниже n_1 определяется двумя параметрами: диапазоном изменения частоты f_2 и напряжения U'_2 на выходе преобразователя ПЧ. Максимальная частота вентильных преобразований, при которой достигается удовлетворительная форма кривой питающего напряжения, — 20 Гц. Следовательно, путем изменения f_2 можно обеспечить диапазон регулирования n_2 в пределах $\pm 40\%$ от n_1 . Регулирование n_2 изменением величины и фазы напряжения U'_2 определяется возможностями, которые дает преобразователь ча-

стоты. Из (8.7) следует, что максимальный диапазон достигается при $\delta=0$, при этом $|s_{0\max}| = U'_{2*} = U'_{2\max}/E'_2$.

Механическую характеристику асинхронного двигателя двойного питания можно получить на основе (4.20). При этом имеем

$$M = [2M_{\max}/(s_{\text{кр}}/s + s/s_{\text{кр}})] [1 - (U'_{2*}/s)(\cos \delta + (s/s_{\text{кр}}) \sin \delta)] \quad (8.8)$$

или

$$M = M_A [1 - (U'_{2*}/s)(\cos \delta + \operatorname{tg} \varphi_2 \sin \delta)], \quad (8.9)$$

где M_A — момент для асинхронного двигателя, работающего при замкнутой накоротко обмотке ротора.

8.3. Асинхронные каскады

При использовании асинхронной машины двойного питания можно электрическую энергию, выделяющуюся в цепи ротора при скольжении (энергию скольжения), посредством преобразовательной установки передавать обратно в питающую сеть переменного тока или к вспомогательному двигателю, сообщаящему дополнительную механическую энергию валу основного асинхронного двигателя. Сочетание асинхронного двигателя с преобразовательной установкой называют *асинхронным каскадом*. В настоящее время в асинхронных каскадах применяют главным образом полупроводниковые преобразователи, поэтому их часто называют *вентильными каскадами*.

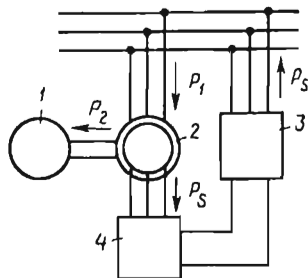


Рис. 8.12. Принципиальная схема вентильного каскада

Применение асинхронных каскадов позволяет регулировать частоту вращения двигателей с фазным ротором без потерь энергии, которые имеют место при подключении к обмотке ротора реостата, что существенно повышает энергетические показатели электропривода.

Вентильный каскад. В рассматриваемом каскаде (рис. 8.12) к ротору асинхронного двигателя 2 подключены два полупроводниковых преобразователя — 3 и 4, позволяющие регулировать частоту вращения электродвигателя «вниз» и «вверх» от синхронной частоты вращения. При регулировании от синхронной частоты «вниз» ($s > 0$) преобразователь 4 работает в выпрямительном режиме, а преобразователь 3 — в инверторном. При этом электрическая мощность скольжения P_s от ротора асинхронного двигателя передается через преобразователь 4 на преобразователь 3, осуществляющий преобразование постоянного тока в переменный и возврат энергии скольжения в питающую сеть. При регулировании «вверх» от синхронной частоты ($s < 0$) к ротору асинхронного двигателя через

преобразователи 3 и 4 подается из сети дополнительная электрическая энергия; при этом двигатель начинает работать с частотой выше синхронной. Регулирование частоты вращения в рассматриваемом каскаде осуществляется изменением режима работы преобразователя 3. Выходная мощность P_2 двигателя передается приводимому во вращение механизму 1. При этом, пренебрегая потерями в двигателе и принимая $P_{эм} \approx P_1$, получим, что мощность, передаваемая механизму 1,

$$P_2 \approx P_{мех} \approx P_{эм} (1-s) \approx P_1 (1-s), \quad (8.10)$$

а развиваемый на ее валу вращающий момент при $P_1 = P_{ном} = \text{const}$

$$M = P_2 / \Omega_2 \approx P_1 (1-s) / [\Omega_1 (1-s)] = \text{const}. \quad (8.11)$$

При использовании в схеме вентильного каскада неуправляемого преобразователя 4 напряжение, введенное в его цепь выпрям-

ленного тока, всегда находится в фазе или в противофазе с током этой цепи. В соответствии с этим и первые гармоники тока и напряжения, действующие на стороне переменного тока преобразователя 4, также могут находиться в фазе или в противофазе. С учетом этого получаем векторную диаграмму (рис. 8.13), в которой векторы $\dot{U}_2$ и $\dot{I}_2'$ представляют собой первые гармоники напряжения и тока, действующих в цепи обмотки ротора. Следовательно, когда при изменении нагрузки машины вектор $\dot{I}_2'$ изменяется по фазе, то вектор $\dot{U}_2$ также поворачивается, автоматически следуя за $\dot{I}_2'$.

Таким образом, вентильный каскад можно рассматривать как асинхронную машину двойного питания, на которую наложены ограничения в части возможного изменения угла δ . Этот угол является функцией тока $\dot{I}_2'$, т. е. зависит от нагрузки машины (при условии, что угол коммутации вентилей преобразователя 4 принимаем неизменным).

При выполнении преобразователя 4 управляемым угол сдвига фазы тока $\dot{I}_2'$ от ЭДС $\dot{E}_2'$ определяется не только параметрами R_2' и $X_2's$ роторной цепи, но и углом регулирования α вентилей преобразователя, так как при его изменении изменяется выпрямленное напряжение и ток $\dot{I}_2'$ отстает от напряжения $\dot{U}_2$ на угол α .

При замене тока $\dot{I}_2'$ и напряжения $\dot{U}_2$ их первыми гармониками пренебрегаем действием высших гармоник тока ротора. Эти гармоники вызывают пульсации электромагнитного момента и биения тока статора. Однако при использовании в преобразователе 4 ши-

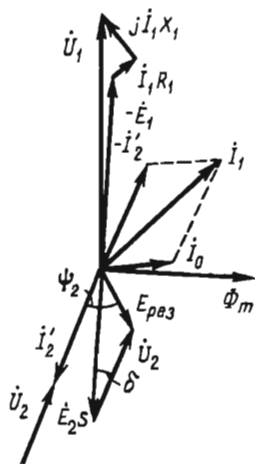


Рис. 8.13. Векторная диаграмма вентильного каскада

роко применяемой трехфазной мостовой схемы включения вентилей искажение формы тока невелико; коэффициент искажения не превышает 0,955 для токов ротора и 0,98 для токов статора.

Для цепи обмотки ротора можно записать:

$$\dot{I}'_2 \dot{Z}'_2 = \dot{E}'_2 s + \dot{U}'_2 \quad (8.12)$$

или

$$I'_2 e^{-j\delta} (R'_2 + jX'_2 s) = E'_2 s - U'_2 e^{-j\delta}. \quad (8.12a)$$

Приравнявая мнимые части (8.12a), получим

$$I'_2 = E'_2 \sin \delta / X'_2. \quad (8.13)$$

Мощность скольжения

$$P_s = m_1 E'_2 I'_2 s \cos \delta, \quad (8.14)$$

а электромагнитный момент

$$M = P_s / (\Omega_1 s) = m_1 E'_2 I'_2 \cos \delta / \Omega_1. \quad (8.15)$$

С учетом (8.13) имеем

$$M = m_1 E'^2_2 \sin 2\delta / [2\Omega_1 X'_2]. \quad (8.16)$$

Для асинхронного двигателя, работающего в обычной схеме (т. е. без вентильного каскада), максимальный момент $M_{\max} = m_1 E'^2_2 / (2\Omega_1 X'_2)$. Поэтому (8.16) можно привести к виду $M = M_{\max} \sin 2\delta$ или, переходя к относительным единицам,

$$M_* = M / M_{\text{ном}} = k_M \sin 2\delta. \quad (8.17)$$

Максимальное значение момента соответствует углу $\delta = 45^\circ$ или скольжению $s_{\text{кр}} = R'_2 / X'_2 + \sqrt{2} U'_2$. Частота вращения, при которой $M = 0$, соответствует скольжению $s_0 = U'_2$. Следовательно, $s_{\text{кр}}$ увеличивается по мере увеличения добавочного напряжения U'_2 в цепи ротора, вследствие чего уменьшается и жесткость механических характеристик. В действительности из-за несинусоидальности тока ротора перегрузочная способность асинхронного двигателя в схеме вентильного каскада при углах коммутации γ преобразователя 4, меньших 60° , оказывается меньше, чем при работе двигателя с обмоткой ротора, замкнутой накоротко, на 4,5%, а при углах $\gamma > 60^\circ$ — на 17%.

На рис. 8.14 приведены механические характеристики вентильного каскада для асинхронного двигателя мощностью 280 кВт. В настоящее время асинхронные каскады используют главным образом в электроприводах с двигателями большой мощности при широком диапазоне регулирования частоты вращения.

Электрический и электромеханический каскады. Находят применение каскадные схемы (рис. 8.15), в которых энергия скольжения через выпрямитель подводится к двигателю постоянного тока.

В схеме электрического каскада (рис. 8.15, а) двигатель постоянного тока 4, получающий от асинхронного двигателя 2 через выпрямитель 5 энергию скольжения P_s , вращает генератор переменного тока 3, который возвращает эту энергию в сеть. Схема, изображенная на рис. 8.15, а, принципиально тождественна схеме рис. 8.12, но этот каскад имеет большую массу и уменьшенный коэффициент полезного действия из-за использования вращающихся машин. Рабочей машине 1 при принятых выше идеализированных условиях при постоянном моменте передается мощность $P_2 = P_1(1-s)$.

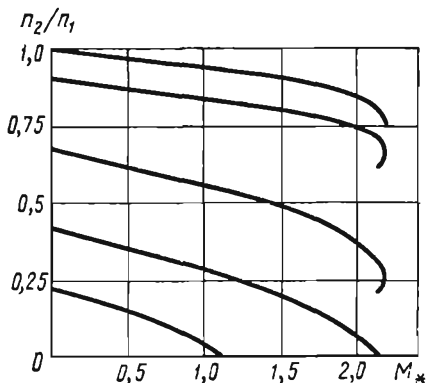


Рис. 8.14. Механические характеристики вентильного каскада при различных значениях U_2

В схеме электро механического каскада (рис. 8.15, б) двигатель постоянного тока 4 жестко соединен с валом асинхронного двигателя 2 и по- этому энергия скольжения преобразуется в механическую. К рабочей машине 1 подается мощность

$$P_2 + P_s \approx P_1(1-s) + P_1s \approx P_1, \quad (8.18)$$

которая при $P_1 = \text{const}$ остается постоянной на всех частотах.

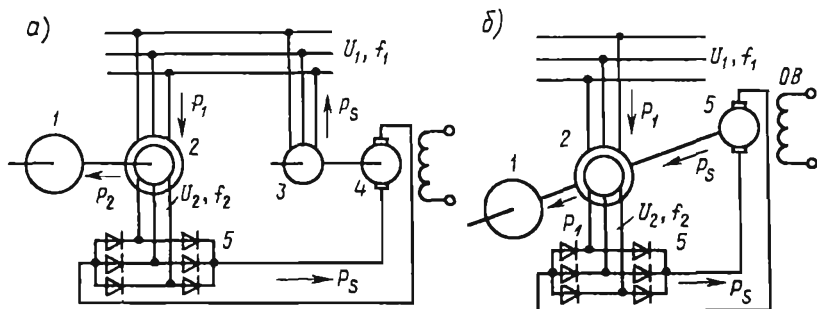


Рис. 8.15. Принципиальные схемы электрического (а) и электро механического (б) каскадов асинхронного двигателя с машиной постоянного тока

Недостатками каскадных схем с двигателями постоянного тока являются относительно высокая стоимость коллекторных двигателей и сложность их эксплуатации.

Каскадный двигатель. В ряде случаев условия эксплуатации не позволяют иметь не только коллекторные машины, но и двигатели с контактными кольцами (например, двигатели насосов артезианских скважин, нефтепроводов и т. п.). В этих случаях может быть

применен каскадный двигатель (рис. 8.16, а), представляющий комбинацию двух двигателей с фазными роторами, которые насажены на один вал и имеют общий корпус. Питание к каскадному двигателю подводится через первый статор 4. Обмотки роторов 1 и 2 соединены между собой с перекрещиванием фаз, вследствие чего МДС роторов вращаются в противоположные стороны. Второй статор 3 подключают к выпрямителю 6 и инвертору 7, отдающим энергию скольжения P_s в сеть переменного тока. Вал двигателя соединяют с рабочей машиной 5.

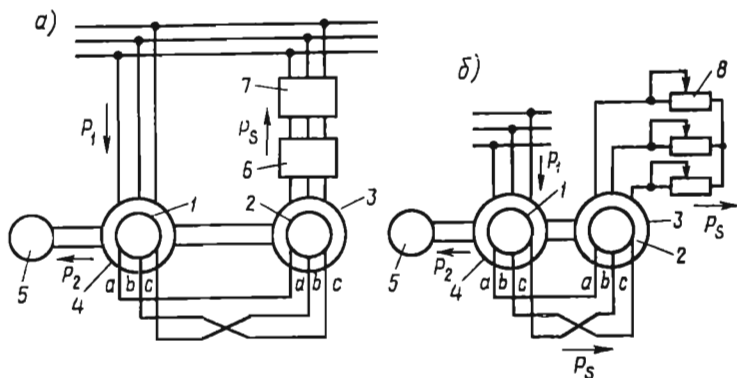


Рис. 8.16. Принципиальные схемы каскадного двигателя с вентильным каскадом (а) и реостатом в цепи второго статора (б)

В простейшем случае (рис. 8.16, б) в обмотку второго статора 3 может быть включен трехфазный реостат 8. При этом механические характеристики бесконтактного каскадного двигателя аналогичны характеристикам асинхронного двигателя с фазным ротором.

Электромагнитный момент каскадного двигателя определяется активной составляющей тока ротора, которая практически равна активной составляющей тока второго статора. Величина этого тока, как и в любом асинхронном двигателе, определяется скольжением s поля Φ_{22} второго ротора 2 относительно второго статора 3. Поскольку МДС и поле Φ_{22} второго ротора вращаются в сторону, обратную направлению вращения роторов 1 и 2 (рис. 8.17, а, б), скольжение определяется частотой их взаимного пересечения:

$$s_2 = (n_{F_1} - n_2) / n_{F_1}, \quad (8.19)$$

где $n_{F_2} = 60f_2/p = 60f_1s_1/p = n_1s_1$ — частота вращения МДС второго ротора 2; f_1 и f_2 — частоты изменения тока соответственно в первом статоре 4 и роторе 1; n_1 и s_1 — частота вращения поля Φ_{11} первого статора 4 и скольжение ротора 1 относительно этого поля.

Учитывая, что частота вращения ротора $n_2 = (1 - s_1)n_1$, (8.19) принимает вид

$$s_2 = [n_1s_1 - n_1(1 - s_1)] / (n_1s_1) = (2s_1 - 1) / s_1. \quad (8.20)$$

При $s_1 < 0,5$ скольжение s_2 является положительным и электромагнитный момент, действующий на роторы 1 и 2, совпадает с направлением вращения. Скольжению $s_1 = 0,5$ соответствует $s_2 = 0$, т. е. через ротор проходит только намагничивающий ток и момент близок к нулю. При $s_1 > 0,5$ и $s_2 < 0$ фаза активной составляющей тока меняется: машина переходит в генераторный режим, а электромагнитный момент становится тормозящим. При замкнутых накоротко обмотках второго статора механическая характеристика сходна с характеристикой асинхронного двигателя с коротко-

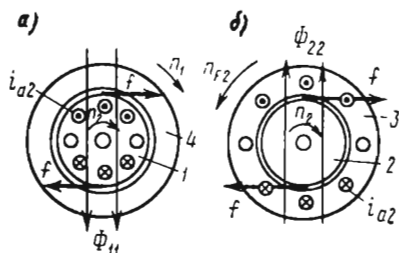


Рис. 8.17. Схемы, иллюстрирующие образование электромагнитного момента в каскадном двигателе:

а — в первом двигателе при $n_2 < n_1$, б — во втором двигателе при $n_2 < n_1/2$

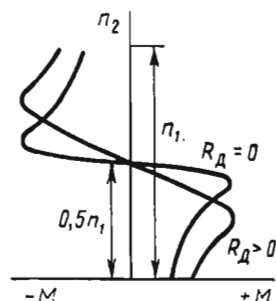


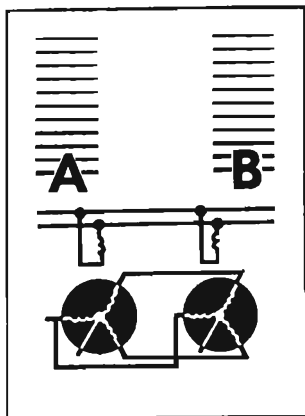
Рис. 8.18. Механические характеристики каскадного двигателя

замкнутым ротором, только переход в генераторный режим происходит при частоте, равной $0,5 n_1$ (рис. 8.18). Включение реостата в цепь второго статора изменяет механические характеристики так же, как и в асинхронном двигателе с фазным ротором.

Главным недостатком всех каскадных схем является увеличение потерь в двигателе, в связи с чем приходится увеличивать его габаритные размеры. Поэтому применение каскадных схем можно считать рациональным только на современном этапе, пока преобразователи частоты значительной мощности сравнительно дороги и имеют недостаточно высокую надежность.

Вопросы для самоконтроля

1. Как осуществляется возбуждение автономного асинхронного генератора?
2. Как регулируют частоту и напряжение автономного асинхронного генератора?
3. Как регулируют активную и реактивную мощности в машине двойного питания?
4. Как изменяют частоту вращения в машине двойного питания?
5. Для какой цели применяют асинхронные каскады?
6. Чем отличаются друг от друга вентильные, электрические и электро-механические каскады?



Специальные асинхронные машины

Наряду с асинхронными двигателями и генераторами в ряде отраслей техники применяют специальные асинхронные машины. К ним относятся асинхронные преобразователи частоты, фазорегуляторы, индукционные регуляторы напряжения, вращающиеся трансформаторы, сельсины, линейные и дуговые двигатели. С помощью этих машин можно регулировать частоту, фазу и величину напряжения; преобразовывать угол поворота ротора в напряжение, пропорциональное этому углу или некоторым его функциям; обеспечивать синхронный и синфазный повороты или вращение двух или нескольких осей, механически не связанных между собой; осуществлять линейное или дуговое перемещение механических объектов.

9.1. Асинхронный преобразователь частоты

Асинхронная машина с фазным ротором может служить преобразователем частоты, так как частота тока в ее роторе

$$f_2 = f_1 s = p(n_1 \pm n_2)/60. \quad (9.1)$$

При этом знак «—» соответствует вращению ротора в направлении вращения поля, а знак «+» — против вращения поля.

Асинхронный преобразователь частоты (рис. 9.1) состоит из асинхронной машины *АМ* с фазным ротором и соединенного с ней приводного двигателя *Д* с регулируемой частотой вращения. Одна из обмоток *АМ* (например, обмотка статора) подключается к трехфазной сети с частотой f_1 ; от другой обмотки (ротора) получают переменный ток с частотой $f_2 = f_1 s$.

Для получения частоты $f_2 > f_1$ ротор асинхронной машины приводят во вращение в направлении, противоположном вращению

поля. При этом преобразователь частоты работает в режиме электромагнитного торможения при $s > 1$, а двигатель передает ему мощность $P_{\text{мех}}$.

Направления первичной P_1 и вторичной P_2 мощностей преобразователя частоты, механической $P_{\text{мех}}$ и электрической $P_{\text{эл}}$ мощностей приводного двигателя и мощности $P_{\text{н}}$, подаваемой на нагрузку, для рассматриваемого режима показаны на рис. 9.1, а сплошными стрелками.

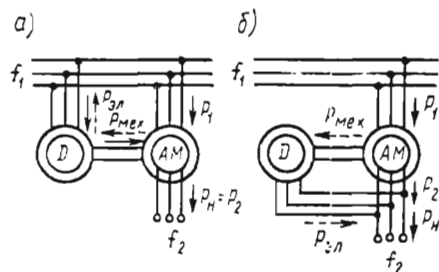


Рис. 9.1. Схемы асинхронного преобразователя частоты при подключении приводного двигателя к сети (а) и к выходу преобразователя частоты (б)

Для получения частоты $f_2 < f_1$ преобразователь частоты должен работать в режиме двигателя и вращаться в направлении вращения поля. При этом он тормозится электромагнитным моментом машины D работающей в генераторном режиме. Эта машина отдает электрическую энергию в ту же сеть, от которой питается преобразователь частоты AM (рис. 9.1, а), или в цепь ее ротора (рис. 9.1, б). Направления

мощностей $P_{\text{мех}}$, $P_{\text{эл}}$ и $P_{\text{н}}$ для рассматриваемого режима показаны на рис. 9.1 штриховыми стрелками.

Если приводным двигателем служит асинхронная машина, то частота выходного напряжения

$$f_2 = [(p_{\text{дв}} \mp p_{\text{ам}}) f_1] / p_{\text{дв}}, \quad (9.2)$$

где $p_{\text{ам}}$ и $p_{\text{дв}}$ — числа пар полюсов машин AM и D .

При этом знаки «+» и «—» относятся соответственно к режиму работы преобразователя частоты AM электромагнитным тормозом ($f_2 > f_1$) и двигателем ($f_2 < f_1$).

Если в качестве приводного двигателя используют асинхронную машину, то приближенное значение частоты f_2 (при условии пренебрежения скольжением машины D определяется по (9.2). Если пренебречь потерями мощности в машине D (считать, что $P_{\text{эл}} = P_{\text{мех}}$), а также потерями мощности $\Delta P_{\text{эл1}}$ и $\Delta P_{\text{м}}$ в статоре в машине AM (считать, что $P_1 = P_{\text{эм}}$), то при включении машин по схеме, приведенной на рис. 9.1, а,

$$P_{\text{н}} = P_2 = P_1 s; \quad P_{\text{мех}} = (1 - s) P_1 = [(1 - s) / s] P_{\text{н}};$$

при включении по схеме, приведенной на рис. 9.1, б,

$$P_{\text{н}} = P_2 + P_{\text{мех}} = P_1; \quad P_{\text{мех}} = (1 - s) P_1 = (1 - s) P_{\text{н}}.$$

Для плавного регулирования частоты f_2 необходимо регулировать частоту вращения приводного двигателя D , например, используя двигатель постоянного тока.

9.2. Фазорегуляторы и индукционные регуляторы напряжения

Асинхронная машина при заторможенном роторе может быть использована в режиме работы трансформатора с целью регулирования величины и фазы напряжения.

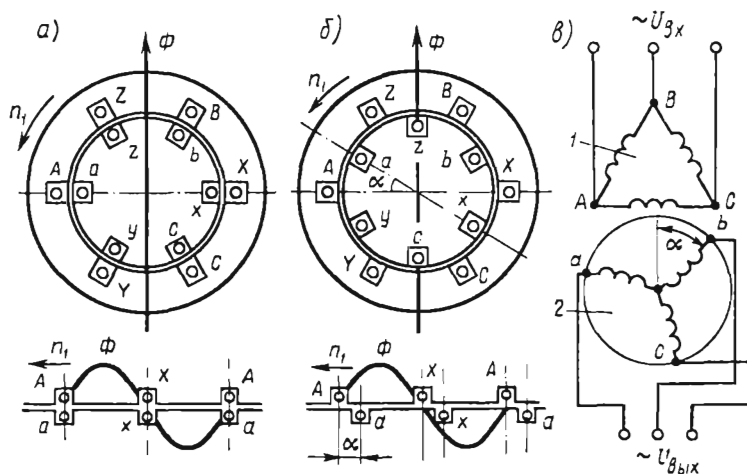


Рис. 9.2. Схематический разрез (а, б) и схема (в) фазорегулятора:
1 — обмотка статора, 2 — обмотка ротора

Фазорегулятор. Если ротор трехфазной асинхронной машины с фазным ротором установлен в положении (рис. 9.2, а), при котором оси одноименных фаз ротора и статора совпадают, то вращающийся магнитный поток пересекает обмотки статора и ротора одновременно. Следовательно, ЭДС E_1 и E_2 имеют одинаковую фазу. Если ротор повернуть навстречу магнитному потоку на угол α (рис. 9.2, б), то магнитный поток сначала набегае на фазу $a-x$ ротора, а потом на одноименную фазу $A-X$ статора. Вследствие этого ЭДС E_2 опережает E_1 по фазе на угол α . Поворачивая ротор в ту или иную сторону, можно получить требуемую фазу ЭДС: $e_2 = E_{2m} \sin(\omega t \pm \alpha)$.

Асинхронные фазорегуляторы (рис. 9.2, в) используют главным образом в схемах автоматики для компенсации фазовой погрешности, в управляемых выпрямителях, при испытании электроизмерительных приборов и пр. Промышленность выпускает миниатюрные фазорегуляторы с одной обмоткой на роторе. Поворот ротора осуществляют при помощи червячного редуктора с самоторможением.

Индукционный регулятор напряжения. Этот регулятор выполняют в виде трехфазного поворотного автотрансформатора. Его ис-

пользуют для регулирования трехфазного переменного напряжения, подаваемого на какие-либо устройства.

Схема индукционного регулятора (рис. 9.3, а) аналогична схеме трехфазного автотрансформатора. В качестве первичной обмотки обычно используют обмотку ротора 1; вторичной служит обмотка статора 2. Входное напряжение $\dot{U}_{вх}$ подводится к началам a, b и c первичной, а также к началам A, B и C вторичной обмоток, выходное напряжение $U_{вых}$ снимается с концов X, Y и Z вторичной обмотки.

При подключении индукционного регулятора к сети трехфазного тока в каждой фазе его обмоток ротора и статора индуцируются ЭДС E_1 и E_2 (рис. 9.3, б). При холостом ходе для каждой фазы этой машины

$$\dot{U}_{вых} = \dot{E}_1 + \dot{E}_2 \approx \dot{U}_{вх} + \dot{E}_2, \quad (9.3)$$

где $\dot{U}_{вх} = \dot{U}_1 \approx \dot{E}_1$.

Из (9.3) следует, что векторы $\dot{U}_{вх}$ и $\dot{E}_2$ складываются геометрически и поэтому действующее значение выходного напряжения зависит от угла сдвига фаз α между векторами $\dot{U}_{вх}$

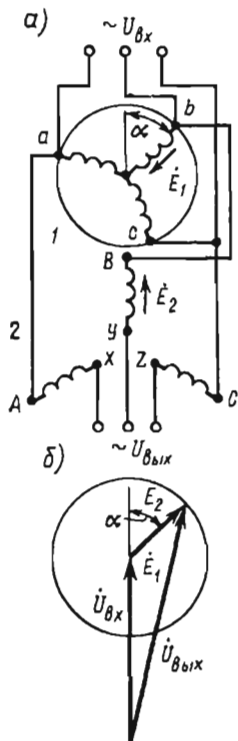


Рис. 9.3. Схема (а) и векторная диаграмма (б) напряжений трехфазного индукционного регулятора

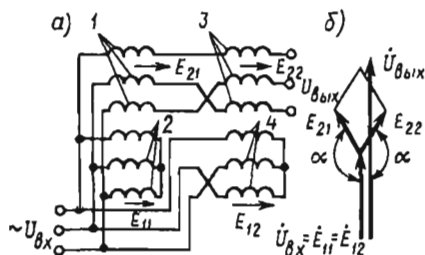


Рис. 9.4. Схема (а) и векторная диаграмма напряжений (б) двойного трехфазного индукционного регулятора:
1, 3 — обмотки статора; 2, 4 — обмотки ротора

и $\dot{E}_2$. Этот угол можно изменять, поворачивая ротор, и получать таким образом различные величины выходного напряжения $U_{вых}$.

Достоинством индукционного регулятора является возможность плавного изменения выходного напряжения под нагрузкой без разрыва цепи тока. При этом ток ротора, взаимодействуя с магнитным полем, создает электромагнитный момент, стремящийся повернуть ротор, поэтому необходимо принять меры для торможения ротора. В индукционных регуляторах малой мощности для поворота ротора применяют штурвал с червячной передачей, передача обеспечивает и самоторможение ротора.

В рассматриваемом индукционном регуляторе одновременно с изменением величины выходного напряжения изменяется и его фаза. Если такое изменение нежелательно, то применяют двоянный регулятор, у которого оба ротора расположены на общем валу. Обмотки ротора обоих регуляторов соединены между собой параллельно, а обмотки статора — последовательно (рис. 9.4, а), причем фазы этих обмоток подключены к сети с выходным напряжением $U_{\text{вх}}$ так, чтобы направление вращения магнитного поля в двух регуляторах было противоположным. В этом случае суммарный вращающий момент на валу двоянного регулятора равен нулю и регулятору не требуется специального тормозного устройства. При повороте двоянного ротора ротор одного из регуляторов поворачивается по направлению вращения поля, а ротор другого — против направления поля. Поэтому векторы вторичных ЭДС E_{21} и E_{22} поворачиваются в противоположных направлениях и при холостом ходе:

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{U}_{\text{вх}} + \dot{E}_{21} + \dot{E}_{22}. \quad (9.4)$$

При этом фаза напряжения $\dot{U}_{\text{вых}}$, как видно из векторной диаграммы (рис. 9.4, б), остается неизменной. Индукционные регуляторы строятся на мощность до 500 кВт.

9.3. Вращающиеся трансформаторы

Назначение. *Вращающимися трансформаторами* называют электрические микромашины переменного тока, преобразующие угол поворота ротора θ в напряжение, пропорциональное этому углу или некоторым его функциям. Эти машины широко применяют в автоматических и вычислительных устройствах, предназначенных для решения геометрических и тригонометрических задач, выполнения различных математических операций, построения треугольников, преобразования координат, разложения векторов и пр. В системах автоматического регулирования их используют в качестве измерителей рассогласования, фиксирующих отклонение системы от некоторого заданного положения.

Устройство. Вращающийся трансформатор (рис. 9.5) выполняют так же, как асинхронный двигатель с фазным ротором. На статоре и роторе размещают по две одинаковые однофазные распределенные обмотки, сдвинутые между собой в пространстве на 90° . Магнитопровод изготовляют из листов электротехнической стали или пермаллоя, изолированных друг от друга.

Вращающийся трансформатор может работать в режиме поворота или в режиме вращения. При работе в режиме поворота положение ротора относительно статора задается поворотным механизмом (исполнительным двигателем с редуктором). При этом одну из обмоток статора — обмотку возбуждения B (рис. 9.6) — присоединяют к сети переменного тока, а другую — компенсационную обмотку K — подключают к некоторому сопротивлению или

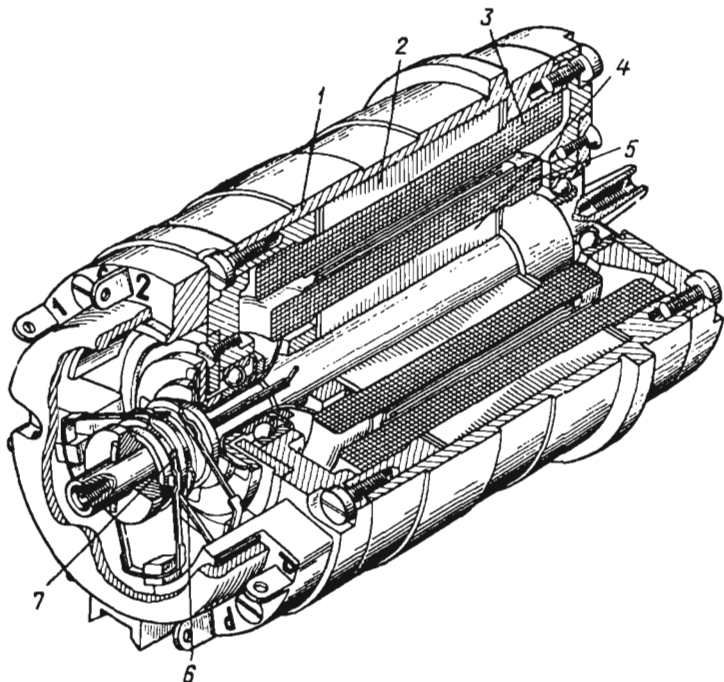


Рис. 9.5. Общий вид вращающегося трансформатора:

1 — корпус, 2 — статор, 3 — обмотка статора, 4 — ротор, 5 — обмотка ротора, 6 — контактные кольца, 7 — щетки

замыкают накоротко. В некоторых случаях обе статорные обмотки получают независимое питание переменным током. Обмотки статора *B* и *K* можно также включать по мостовой схеме. Обмотки ротора *S* (синусная) и *C* (косинусная) присоединяют к контактным кольцам. Для уменьшения числа контактных колец концы двух обмоток ротора присоединяют к одному общему кольцу и через щетку подводят к общему зажиму; кольца и щетки выполняют обычно из сплава серебра. Начала обмоток выводят через соответствующие кольца и щетки к двум другим зажимам. Применяют также токосъем, осуществляемый с помощью спиральных пружин, но в этом случае поворот ротора ограничен и составляет не более 1,8...2 оборота.

При работе вращающегося трансформатора в режиме непрерывного вращения обмотки возбуждения и компенсационную обычно размещают на роторе, а синусную и косинусную — на статоре. В этом случае компенсационную обмотку замыкают накоротко, а обмотку возбуждения подключают к сети переменного тока с помощью двух контактных колец.

При рассмотрении принципа действия вращающихся трансформаторов будем считать, что обмотки *B* и *K* расположены на стато-

ре, а обмотки S и C — на роторе, однако $\sim U_6$ при изменении расположения этих обмоток в принципе ничего не изменится.

Принцип действия. При подключении обмотки возбуждения B к сети переменного тока в машине возникает продольный магнитный поток Φ_d (рис. 9.7, а), пульсирующий во времени с частотой сети. При холостом ходе в обмотках ротора S и C этот поток индуцирует ЭДС E_{S0} и E_{C0} , частота которых равна частоте сети f_1 , а действующее значение зависит от положения ротора относительно статора.

Допустим, что магнитный поток Φ_d распределен в пространстве синусоидально (рис. 9.7, б) и имеет максимальное значение Φ_{dm} .

Если ось обмотки C ротора сдвинута относительно оси обмотки B (продольной оси машины) статора на некоторый угол θ (рис. 9.7, а), то максимальное значение потока, сцепленного с этой обмоткой, $\Phi_{Cm} = \Phi_{dm} \cos \theta$, а индуцированная в ней ЭДС $E_{C0} = 4,44 f_1 \omega_2 k_{o62} \Phi_{dm} \cos \theta$, где ω_2 и k_{o62} — число витков и обмоточный коэффициент обмотки ротора.

В обмотке статора B поток Φ_d индуцирует ЭДС

$$E_B = 4,44 f_1 \omega_1 k_{o61} \Phi_{dm},$$

где ω_1 и k_{o61} — число витков и обмоточный коэффициент обмотки статора.

Из соотношения $E_{C0}/E_B = [\omega_2 k_{o62} / (\omega_1 k_{o61})] \cos \theta = k \cos \theta$ получим, что выходное напряжение косинусной обмотки C при холостом ходе $U_{C0} = k E_B \cos \theta$.

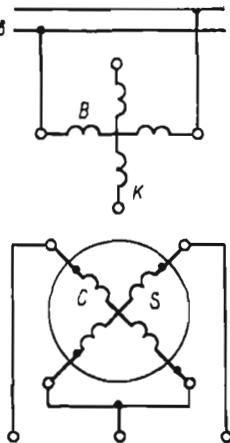


Рис. 9.6. Принципиальная схема четырехобмоточного вращающегося трансформатора

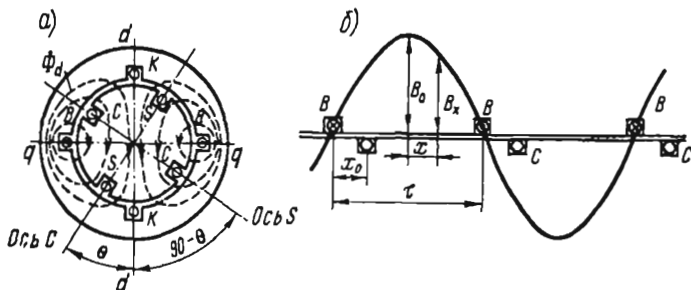


Рис. 9.7. Схематический разрез вращающегося трансформатора (а) и график распределения индукции вдоль окружности его статора и ротора (б)

Обмотка S ротора сдвинута относительно обмотки C на угол $\pi/2$, следовательно, выходное напряжение в этой обмотке

$$U_{S0} = kE_B \cos(\theta - \pi/2) = kE_B \sin \theta.$$

Обмотка статора K с потоком Φ_d не связана, он не индуцирует в ней ЭДС. Эту обмотку используют для компенсации поперечных потоков, создаваемых обмотками ротора при нагрузке поворотного трансформатора. Таким образом, в обмотках ротора при холостом ходе индуцируются ЭДС, пропорциональные синусу или косинусу угла поворота ротора относительно соответствующего потока. Применяя различные схемы включения обмоток статора и ротора, можно получить и другие функциональные зависимости, а также уменьшить погрешности, вызываемые током нагрузки.

9.4. Сельсины

Назначение. Сельсины (от слов «self synchronizing» — самосинхронизирующийся) применяют в системах синхронной связи с целью синхронного и синфазного поворота или вращения двух или нескольких осей, механически не связанных между собой. В простейшем случае синхронную связь осуществляют с помощью двух одинаковых, электрически соединенных между собой асинхронных машин. Одну из этих машин, механически соединенную с ведущей осью, называют *датчиком*, а другую, соединенную с ведомой осью (непосредственно или с помощью промежуточного исполнительного двигателя), — *приемником*.

Система синхронной связи работает так, чтобы при повороте ротора сельсина-датчика на какой-либо угол θ_d ротор сельсина-приемника повернулся на такой же точно угол θ_p . Следовательно, система стремится ликвидировать рассогласование между положениями роторов датчика и приемника, которое характеризуется углом рассогласования $\theta = \theta_d - \theta_p$, и в идеальном случае свести угол θ к нулю. Системы синхронной связи подразделяют на два основных вида: синхронного поворота (передачи угла) и синхронного вращения (электрического вала).

Устройство. Сельсины имеют две обмотки: *первичную*, или *обмотку возбуждения*, и *вторичную*, или *обмотку синхронизации*. В зависимости от числа фаз обмотки возбуждения различают одно- и трехфазные сельсины; обмотку синхронизации в обоих типах сельсинов обычно выполняют по типу трехфазной.

Трехфазные сельсины имеют такую же конструкцию, как трехфазные асинхронные двигатели с контактными кольцами на роторе. Их применяют только в системах электрического вала. В системах автоматики применяют однофазные контактные и бесконтактные сельсины.

Принцип действия сельсина не зависит от места расположения каждой из обмоток. Однако чаще всего применяют сельсины, у ко-

торых обмотка синхронизации размещена на статоре, а обмотка возбуждения — на роторе (для уменьшения количества контактных колец и повышения надежности работы).

Однофазные контактные сельсины аналогичны асинхронным машинам малой мощности. Они могут быть явнополюсными и неявнополюсными. В явнополюсных сельсинах однофазная обмотка возбуждения сосредоточенная — она расположена на явновыраженных полюсах ротора (рис. 9.8, а) или статора (рис. 9.8, б).

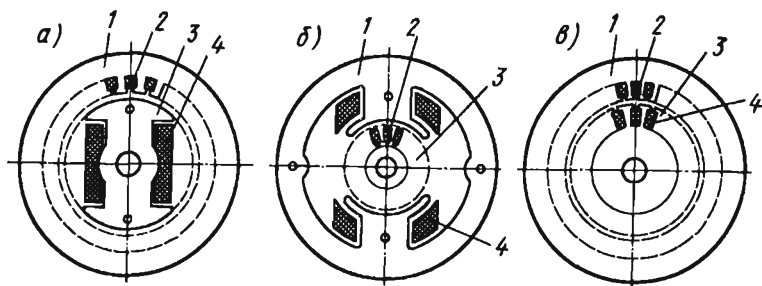


Рис. 9.8. Схема магнитной системы однофазного контактного сельсина:

1 — статор, 2 — обмотка синхронизации, 3 — ротор, 4 — обмотка возбуждения

В неявнополюсных сельсинах однофазная обмотка возбуждения распределенная (рис. 9.8, в) — расположена в полуоткрытых пазах ротора (или статора). Обмотку синхронизации всегда выполняют распределенной и размещают в пазах соответственно статора или ротора: фазы ее соединяют в звезду. Для приближения формы кривой поля к синусоиде воздушный зазор в явнополюсных сельсинах выполняют неравномерным — увеличенным на краях полюсного наконечника. Для ослабления зубцовых гармоник применяют скос пазов статора или ротора на одно зубцовое деление.

Сельсины выполняют обычно двухполюсными (рис. 9.9). Так как магнитное поле в сельсинах переменное, то статор и ротор собирают из изолированных листов электротехнической стали. Для увеличения надежности контакта и уменьшения его переходного сопротивления кольца и щетки, к которым подключают обмотку ротора, выполняют из сплавов серебра. Число контактных колец и щеток зависит от места расположения обмоток: сельсины с обмоткой возбуждения на роторе имеют два контактных кольца; с обмоткой возбуждения на статоре — три контактных кольца. В некоторых типах сельсинов-приемников на явнополюсном роторе размещают по поперечной оси короткозамкнутую демпферную обмотку, обеспечивающую быстрое затухание собственных колебаний ротора при переходе его из одного положения в другое. При отсутствии электрического демпфера на валу ротора сельсина-приемника устанавлива-

ют механические демпферы (фрикционные, пружинные или жидкостные — ртутные).

Большим недостатком контактных сельсинов является наличие скользящих контактов, переходное сопротивление которых может

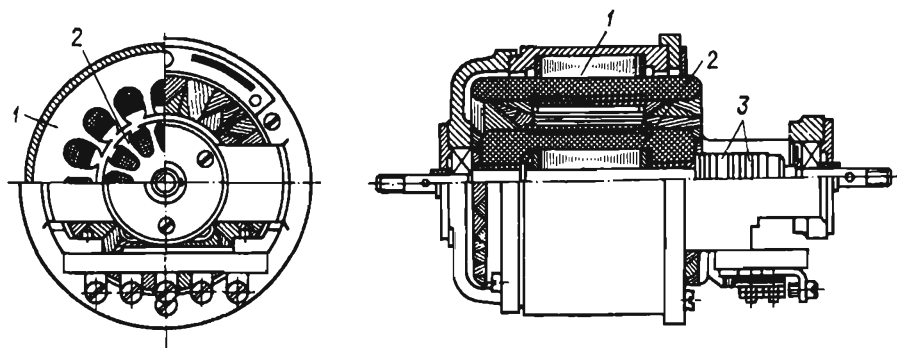


Рис. 9.9. Устройство контактного сельсина:

1 — статор, 2 — ротор, 3 — контактные кольца

изменяться. Это снижает надежность работы систем синхронной связи и приводит к увеличению погрешностей. В настоящее время широко применяют бесконтактные сельсины с однофазной обмоткой возбуждения и трехфазной обмоткой синхронизации, расположенными на статоре, вследствие чего отпадает необходимость в скользящих контактах.

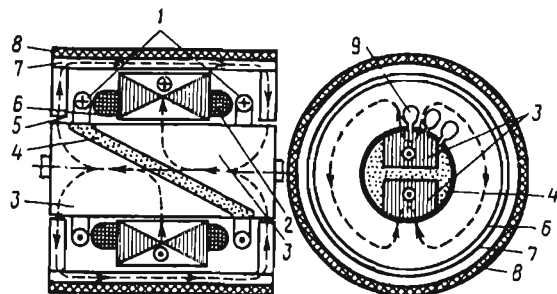


Рис. 9.10. Электромагнитная схема бесконтактного сельсина:

1 — обмотка возбуждения, 2 — обмотка синхронизации, 3 — пакет ротора, 4 — промежуток из немагнитного материала, 5 — тороиды, 6 — пакет статора, 7 — внешний магнитопровод, 8 — корпус, 9 — пазы статора

В явнополюсном бесконтактном сельсине (рис. 9.10) на статоре расположены стальной пакет с распределенной обмоткой синхронизации, два боковых кольца (тороиды), две тороидальные катушки обмотки возбуждения и внешний магнитопровод. Стальной пакет, в котором размещена обмотка синхронизации,

и тороиды собраны из листов, расположенных перпендикулярно оси вала, а внешний магнитопровод — из листов, расположенных параллельно оси вала. На роторе имеются два стальных пакета, разделенных немагнитным материалом (обычно сплавом алюминия). Пакеты ротора собраны из стальных листов, размещенных в плос-

кости, параллельной оси вала. Следовательно, во всех элементах магнитной системы сельсина плоскость листов параллельна направлению силовых магнитных линий. Тороидальные катушки обмотки возбуждения включают так, чтобы направление тока в них в любой момент времени было согласованным.

Магнитный поток, создаваемый обмоткой возбуждения, замыкается в каждом элементе магнитной системы сельсина по пути, показанному на рис. 9.10 штриховыми линиями со стрелками. Из первого пакета ротора он проходит через небольшой воздушный зазор, а затем по статору переходит во второй пакет ротора, охватывая

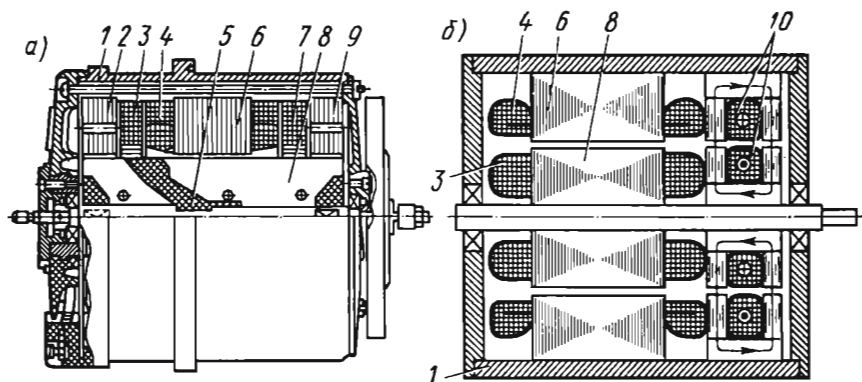


Рис. 9.11. Устройство бесконтактных сельсинов:

1 — корпус, 2, 9 — тороиды, 3, 7 — обмотка возбуждения, 4 — обмотка синхронизации, 5 — немагнитный промежуток, 6 — статор, 8 — ротор, 10 — кольцевой трансформатор

проводники обмотки синхронизации. Непосредственному переходу потока из одного пакета ротора в другой препятствует кривой промежутком, заполненный немагнитным материалом. Из второго пакета ротора поток через тороиды и внешний магнитопровод переходит в первый пакет. При повороте ротора изменяется положение оси потока относительно обмоток синхронизации, поэтому ЭДС, индуцируемая в фазах обмотки синхронизации, зависит от угла поворота ротора, так же как и в контактных сельсинах, вследствие чего принцип действия этих видов сельсинов одинаковый. Устройство бесконтактного сельсина показано на рис. 9.11, а.

Недостатком бесконтактных сельсинов является худшее использование материалов, чем в контактных сельсинах (из-за больших потоков рассеяния и увеличенного тока холостого хода). При одинаковом удельном синхронизирующем моменте масса бесконтактного сельсина примерно в 1,5 раза больше, чем контактного.

В системах синхронной связи, работающих при повышенной частоте 400...1000 Гц, применяют неявнополюсные бесконтактные сельсины с кольцевым трансформатором (рис. 9.11, б). В этих сельсинах обмотка синхронизации расположена в пазах статора, а обмотка возбуждения — в пазах или на явно выраженных полюсах ротора.

Питание к обмотке возбуждения подается посредством кольцевого трансформатора, смонтированного в общем корпусе с сельсином.

Такой сельсин по своей конструкции подобен контактному сельсину, но вместо колец и щеток в нем применен кольцевой трансформатор. Первичная обмотка трансформатора расположена на статоре, вторичная — на роторе. Магнитопровод состоит из торцовых колец, собранных из листов электротехнической стали, и внешнего и внутреннего колец, выполненных из металлокерамики.

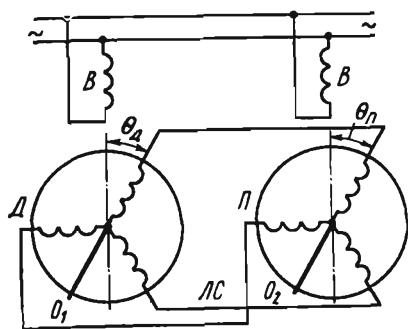


Рис. 9.12. Схема включения сельсинов при работе в индикаторном режиме

Режимы работы. Различают два основных режима работы сельсинов: индикаторный и трансформаторный. При *индикаторном режиме* ротор сельсина-приемника соединяют непосредственно с ведомой осью. Его применяют при малом значении статического момента на ведомой оси, обычно когда на ней укреплен хорошо уравновешенная стрелка индикатора. Поэтому для поворота ротора приемника вслед за поворотом ротора датчика требуется небольшой вращающий момент, который можно получить от самого сельсина-приемника без дополнительных усилительных устройств.

При работе сельсинов в рассматриваемом режиме обмотки возбуждения B датчика D и приемника $П$ включены в общую сеть переменного тока (рис. 9.12), а обмотки синхронизации соединены между собой линией связи $ЛС$. Пульсирующие магнитные потоки, создаваемые обмотками возбуждения датчика и приемника, индуцируют в трех фазах обмоток синхронизации ЭДС. Если между роторами датчика и приемника имеется некоторый угол рассогласования θ , то по обмоткам синхронизации протекают токи, которые, взаимодействуя с потоком возбуждения, создают в датчике и приемнике синхронизирующие моменты. Эти моменты имеют противоположные направления и стремятся свести угол рассогласования к нулю. Обычно ротор датчика заторможен, поэтому его синхронизирующий момент воспринимается механизмом, поворачивающим ведущую ось O_1 ; синхронизирующий момент приемника поворачивает ротор в ту же сторону и на тот же угол, на который поворачивается ротор датчика.

Трансформаторный режим применяют, когда к ведомой оси приложен значительный статический момент, т. е. когда приходится поворачивать какой-либо механизм. При этом сигнал о наличии рассогласования между положениями роторов датчика и приемника подается через усилитель на исполнительный двигатель,

поворачивающий ведомую ось и ротор сельсина-приемника, ликвидируя рассогласование.

При работе сельсина в трансформаторном режиме обмотка возбуждения B сельсина-датчика D (рис. 9.13), механически связанного с ведущей осью O_1 , подключается к сети однофазного тока, а обмотка возбуждения сельсина-приемника P — к усилителю $У$, подающему питание на обмотку управления исполнительного двигателя $ИД$. Обмотки синхронизации обоих сельсинов соединены между собой линией связи $ЛС$.

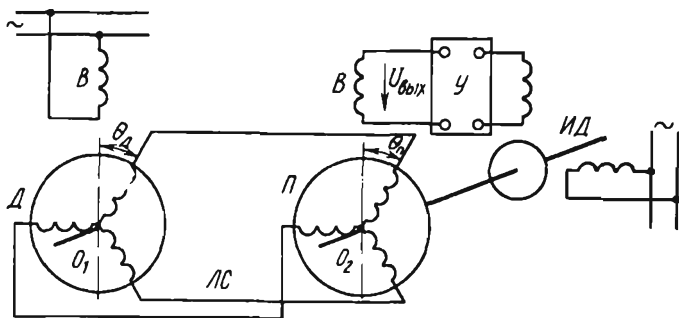


Рис. 9.13. Схема включения сельсинов при работе в трансформаторном режиме

Переменный ток, проходящий по обмотке возбуждения датчика, создает в нем пульсирующий магнитный поток, который индуцирует ЭДС в трех фазах обмотки синхронизации. Так как обмотки синхронизации датчика и приемника соединены между собой линией связи, то по ним протекает ток, вследствие чего в приемнике создается свой пульсирующий магнитный поток. Если возникает рассогласование положений роторов датчика и приемника, то этот поток индуцирует в обмотке возбуждения некоторую ЭДС и на зажимах ее появляется выходное напряжение $U_{\text{вых}}$. Это напряжение через усилитель $У$ подается на обмотку управления исполнительного двигателя $ИД$, который поворачивает ведомую ось O_2 совместно с ротором приемника. Когда рассогласование ликвидируется, выходное напряжение станет равным нулю и вращение ведомой оси прекратится.

9.5. Линейный и дуговой асинхронные двигатели

В линейном асинхронном двигателе (рис. 9.14, а) зубчатый статор 1 развернут в плоскость и в пазах его помещена трехфазная обмотка 2. Подвижная часть линейного двигателя, называемая *бегуном*, может иметь конструкцию, подобную ротору обычной асинхронной машины, но также развернутому в плоскость. Она может иметь сердечник 4 из листовой электротехнической стали и обмот-

ку 3 типа беличьей клетки, расположенную в пазах этого сердечника, или же быть выполнена в виде плоской полосы из ферромагнитного (сталь) или немагнитного проводящего материала (медь,

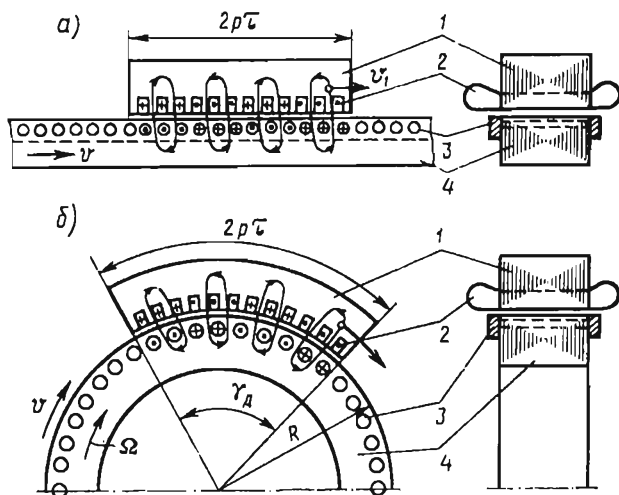


Рис. 9.14. Электромагнитные схемы линейного (а) и дугового (б) асинхронных двигателей

алюминий). Линейный асинхронный двигатель можно также выполнить в виде двух статоров, обращенных друг к другу, между которыми перемещается проводящее тело. Для высокоскоростного наземного транспорта применяют линейные двигатели, в которых

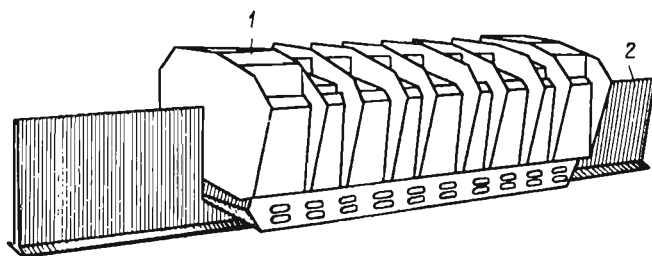


Рис. 9.15. Общий вид линейного асинхронного двигателя

статор 1 (рис. 9.15) размещен на движущемся экипаже, а проводящее тело в виде шины 2 установлено на железнодорожном пути.

Принцип действия линейного двигателя подобен принципу действия асинхронного двигателя нормального исполнения. Трехфазная обмотка статора создает бегущее магнитное поле, которое индуцирует в короткозамкнутой обмотке бегуна ЭДС. В результате

взаимодействия тока в обмотке бегуна и магнитного поля возника-
ют электромагнитные силы, приводящие бегун в движение.

Скольжение в линейном асинхронном двигателе: $s = (V_1 - V_2)/V_1$,
где $V_1 = 2\tau f_1$ — линейная скорость бегущего поля; V_2 — линейная
скорость перемещения подвижной части; τ — полюсное деление.
При номинальном режиме скольжение имеет примерно такие же
значения, как и в асинхронных

двигателях нормального исполне-
ния, т. е. скорость V_2 переме-
щения подвижной части близка к V_1 .
В линейном асинхронном дви-
гателе возникают краевые эф-
фекты, обусловленные тем, что
его статор не замкнут в кольцо и
имеет конечную длину. В резуль-
тате этого кроме основного маг-
нитного бегущего поля возникает
пульсирующее поле, которое мож-
но представить в виде прямого и
обратного бегущих полей. Обрат-
ное поле создает паразитные тор-
мозные силы, вызывает неравно-
мерное распределение тока в фа-
зах обмотки статора, искажение
распределения магнитного поля в
воздушном зазоре, дополнитель-
ные потери мощности в статоре и
бегуне. Поэтому энергетические и
тяговые показатели линейных
двигателей хуже, чем у асинхрон-
ных двигателей нормального ис-
полнения. Особенно низкие энер-
гетические показатели получаю-
тся при большом воздушном зазо-
ре между статором и ротором.
Например, в линейном двигателе,
предназначенном для транспортных устройств, из-за большого воз-
душного зазора (20 ... 50 мм) резко возрастает ток холостого хода;
при этом $\cos \varphi_1 \approx 0,4 \dots 0,5$ и $\eta = 0,6 \dots 0,7$, а энергетический фактор
 $C_a = \eta \cos \varphi_1 \approx 0,25 \dots 0,35$.

В настоящее время линейные асинхронные двигатели использу-
ют для привода в движение экипажей высокоскоростного наземного
транспорта на магнитном подвесе тележек подъемных кранов, за-
слонок и других линейно движущихся объектов. При использова-
нии такого двигателя на высокоскоростном наземном транспорте
(рис. 9.16, а) статор 2 с обмоткой 3 устанавливают на движущем-
ся экипаже 1, а ротором служит стальная полоса 5, располо-
женная на железнодорожном пути 4 между рельсами. Возникающая

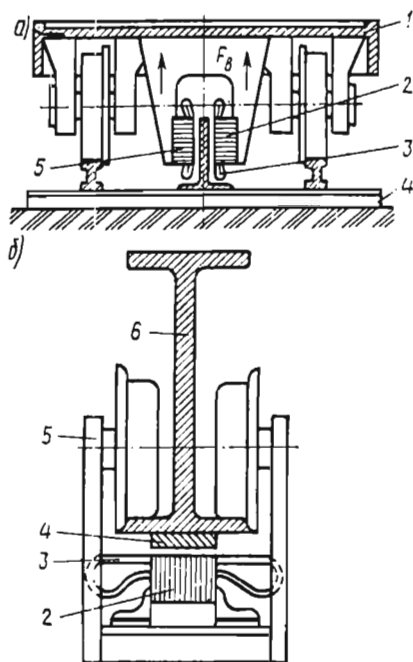


Рис. 9.16. Схемы установки линейных
двигателей на движущемся экипаже
(а) и на тележке подъемного кра-
на (б)

продольная сила перемещает экипаж по рельсовому пути, а вызванная краевыми эффектами поперечная сила F_n способствует магнитному подвешиванию экипажа. При использовании двигателя в приводе тележки подъемного крана (рис. 9.16, б) статор 2 с обмоткой 3 устанавливают на тележке 5, а ротором служит стальная полоса 4, укрепленная на балке 6, по которой перемещается тележка.

В некоторых случаях линейные двигатели применяют в приводах металлообрабатывающих станков, для получения возвратно-поступательного перемещения элементов станка путем периодического изменения чередования фаз обмотки статора двигателя. Однако при этом возникают довольно значительные потери мощности из-за того, что часть кинетической энергии подвижного элемента станка бесполезно теряется в каждом цикле ускорения и замедления. Кроме того, существенно увеличивается общая масса этого элемента за счет сочлененного с ней бегуна линейного двигателя.

Дуговой двигатель (рис. 9.14, б) по принципу действия подобен линейному, но его статор 1 выполнен в виде дугового сектора с центральным углом, а ротор 4 — в виде полого цилиндра. На статоре и роторе расположены соответствующие обмотки 2 и 3. Статор дугового двигателя создает бегущее магнитное поле, перемещающееся в пределах угла α с линейной скоростью $V_1 = 2\tau f_1 = \alpha R f_1 / p$, где $\tau = \alpha R / (2p)$ — полюсное деление.

При этом синхронная угловая скорость $\Omega_1 = V_1 / R = \alpha f_1 / p$ оказывается в $2\pi/\alpha$ раз меньшей, чем при статоре обычного типа, занимающего полную окружность. Соответственно меньшей будет и угловая скорость ротора $\Omega_2 = \Omega_1(1-s)$. В дуговом двигателе, так же как и у линейных, возникают краевые эффекты, существенно ухудшающие их энергетические показатели.

Вопросы для самоконтроля

1. Как устроен и работает асинхронный преобразователь частоты?
2. Для каких целей служат фазорегуляторы и индукционные регуляторы напряжения?
3. Как устроен и работает вращающийся трансформатор?
4. В каких режимах могут работать сельсины?
5. Как устроены бесконтактные сельсины?
6. Как устроен и работает линейный асинхронный двигатель?



10

Принципы оптимального проектирования серий асинхронных двигателей

При создании асинхронных двигателей общего назначения целесообразно проектировать их в виде серии, состоящей из ряда машин различной мощности и различной частоты вращения. В этом случае можно обеспечить стандартизацию и унификацию их деталей, лучшее использование активных и конструктивных частей, снижение трудоемкости и материалоемкости, повышение энергетических показателей и эксплуатационных свойств. При оптимальном проектировании современных серий двигателей в основу положен критерий минимума приведенных суммарных затрат на производство и эксплуатацию двигателей. При установлении геометрических размеров и основных параметров проектируемых двигателей используют математические методы нелинейного программирования.

10.1. Постановка задачи

Впервые задача определения оптимальных размеров электрических машин была поставлена в трудах М. Видмара, В. А. Трапезникова и И. М. Постникова, которые стремились увязать выбор геометрических размеров машины с обеспечением минимальной ее стоимости. В дальнейшем в связи с усовершенствованием ЭВМ и развитием математических методов нелинейного программирования оказалось возможным определять оптимальные соотношения электромагнитных нагрузок и геометрических размеров, обеспечивающие наилучшие результаты, например наименьшие суммарные затраты на изготовление и эксплуатацию электрических машин. В разработку теории оптимального проектирования и практику внедрения единых серий асинхронных двигателей большой вклад внесли советские ученые А. Г. Иосифьян, Б. И. Кузнецов, Э. Д. Кравчик, Э. К. Стрельбицкий, Т. Г. Сорокер, И. Н. Чарахчян и др.

Математический аппарат, используемый для оптимального проектирования серии асинхронных двигателей, — нелинейное программирование. Оно позволяет оптимизировать нелинейные функции с линейными и нелинейными ограничениями.

Задачей нелинейного программирования является определение некоторого n -мерного вектора $\dot{x}_n > 0$, который при изменении n независимых переменных минимизирует или максимизирует функцию:

$$\left. \begin{aligned} F(\dot{x}_n) &= \min; \\ f_j(\dot{x}_n) &\leq 0; \quad j = 1, \dots, m; \\ x_i &\geq 0; \quad i = 1, \dots, n. \end{aligned} \right\} \quad (10.1)$$

Нелинейная функция n переменных $F(\dot{x}_n)$, которую требуется оптимизировать (минимизировать или максимизировать), называется *целевой функцией*.

Если электрическая машина имеет узкоспециализированное назначение, то оптимальное значение целевой функции формулируется в техническом задании на проектирование. Им могут быть максимальные мощность, вращающий момент, КПД, $\cos \varphi$, минимальные длина, масса, расход меди и т. д. Для машин общего назначения критерий оптимальности должен отражать народнохозяйственную эффективность от применения данной машины. Таким критерием обычно являются минимальные приведенные затраты на изготовление и эксплуатацию машины.

Вектор независимых переменных $\dot{x}_n$, от которого зависит значение целевой функции, содержит варьируемые при расчете машины величины, например геометрические размеры, электромагнитные нагрузки, качество изготовления и др. Линейные или нелинейные функции $f_j(\dot{x}_n)$, значения которых не должны быть больше (или меньше) определенных заданных величин, называют *ограничениями* или *лимитерами*. При проектировании электрических машин ими могут быть требования потребителей в части допустимых превышений температуры обмоток или других частей машины, энергетических показателей, максимальный момент, начальные пусковые ток и момент, а также некоторые размеры активной части, накладываемые конструкцией и технологией изготовления машины.

Задачей оптимального проектирования является установление таких значений вектора $\dot{x}_n$ и его составляющих, при которых целевая функция принимает оптимальное значение.

Практически поиск оптимального варианта выполняется с помощью ЭВМ.

Задаче нелинейного программирования можно дать геометрическую интерпретацию. Например, если целевая функция $F(\dot{x}_1, \dot{x}_2)$ определяется двумя независимыми переменными $\dot{x}_1$ и $\dot{x}_2$, то ее можно выразить в виде ряда кривых на плоскости x_1, x_2 (рис. 10.1, а), каждая из которых соответствует некоторому постоянному значению целевой функции. Эти кривые называют *линиями уровня*. Об-

ласть допустимых значений x ограничивается осями координат и кривой $f_1(x_1, x_2) \leq 0$, определяющей наложенные ограничения. Оптимальное (минимальное) значение целевой функции при заданных ограничениях соответствует оптимальной точке x^* , лежащей на границе допустимой области.

В допустимой области R целевая функция может иметь один или несколько экстремумов. В первом случае функция называется *уни-модальной*, во втором — *мультимодальной*. *Локальное оптимальное решение* — наименьшее значение функции $F(x_n)$ в окрестности оптимальной точки. *Глобальное оптимальное решение* — наименьшее значение функции $F(x_n)$ для всех x_n , находящихся внутри допустимой области R . В случае унимодальной целевой функции глобальное и оптимальное решения совпадают.

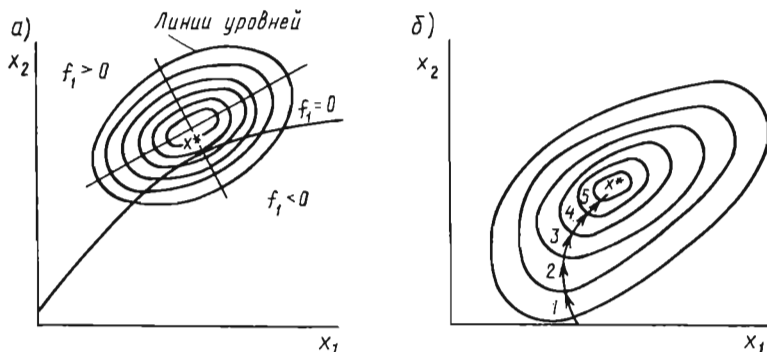


Рис. 10.1. Геометрическая интерпретация задачи нелинейного программирования

В зависимости от правил обхода допустимой области изменений целевой функции методы нелинейного программирования подразделяются на три группы: перебора, локального поиска и глобального поиска.

В методах перебора правило перехода от одной точки, соответствующей некоторым значениям независимых переменных, к другой точке задается заранее и не зависит от поведения целевой функции. Оно может быть детерминированным (метод перебора) или случайным (метод Монте-Карло). Эти методы гарантируют нахождение оптимума целевой функции с точностью до шага между отдельными точками (метод полного перебора) или с заданной вероятностью (метод Монте-Карло). Методы перебора требуют затраты значительного машинного времени и находят практическое применение только при небольшом числе независимых переменных (три-четыре).

В методах локального поиска переход от одной точки к другой осуществляется в зависимости от поведения целевой функ-

ции в окрестности предыдущей точки. К этим методам относятся: метод Гаусса — Зейделя, градиентные детерминированные и градиентные стохастические методы. Градиентные методы позволяют получить максимальное изменение целевой функции на каждый шаг, т. е. при движении точки в направлении градиента (рис. 10.1, б). Они дают возможность свести к минимуму число проб, гарантирующее нахождение оптимума с заданной точностью.

При методах глобального поиска сначала оценивают общие характеристики целевой функции в окрестности оптимума, а затем по ним находят глобальный оптимум. К методам глобального поиска относятся: метод множителей Лагранжа; метод, основанный на использовании теории планирования экспериментов, и ряд других статистических методов.

Более подробно вычислительные методы нелинейного программирования, применяемые при оптимальном проектировании асинхронных двигателей, рассмотрены в [13].

Для современных программ оптимального проектирования характерно сочетание нескольких методов, которые попеременно включаются в работу в зависимости от поведения целевой функции, этапа поиска, требований к точности определения координат оптимальной точки и допустимого времени поиска. В начальной стадии поиска при значительном изменении целевой функции достаточно использовать простые статистические методы, имеющие большую дисперсию, но обладающие значительной скоростью счета. При выходе в существенно нелинейную область обычно используется метод статистического градиента или наилучшей случайной пробы. Последний метод заключается в проведении серии пробных шагов, из которых выбирается наилучший. При этом вероятность пропуска направления градиента невелика. При выходе в окрестность экстремума успешно применяется один из градиентных методов.

При проектировании двигателей серии АИ для определения геометрии активной части применялся метод случайного поиска с самообучением, при котором информация о поведении целевой функции в предыдущих точках используется для определения наиболее выгодного направления следующего шага. При этом увеличивается вероятность выбора более удачного направления. Для уменьшения дисперсии ошибки случайные пробные шаги заменяют шагами, вычисленными на основе теории планирования экспериментов. Планирование эксперимента позволяет уменьшить число пробных точек по сравнению с градиентными методами.

Применяемые вычислительные методы позволяют с некоторым приближением определить экстремум целевой функции. Возникающие при этом ошибки можно уменьшить путем минимизации вместо критерия оптимальности некоторых варьируемых параметров двигателя, например длины сердечника. При этом удастся уменьшить этот параметр без существенного изменения целевой функции.

Рассматриваемая методика оптимального проектирования является универсальной — пригодной для проектирования машин раз-

личных модификаций и исполнений (защищенное и закрытое, с короткозамкнутым и фазным ротором, с различной формой пазов, с различными видами обмоток и др.).

10.2. Установление критериев оптимальности

Выбор критериев. Задача оптимального проектирования серии асинхронных двигателей является многокритериальной. В качестве основного критерия при проектировании двигателей серий 4А и АИ принимался критерий минимума приведенных суммарных затрат ($Зт$), учитывающих стоимость изготовления двигателей и расходы на их эксплуатацию за нормативный срок окупаемости. Кроме поиска оптимальных параметров двигателей по этому основному критерию осуществляется также поиск по минимуму длины сердечника статора как показателя технологичности конструкции. При использовании методов нелинейного программирования представляется возможным осуществлять проектирование серии или отдельных машин по другим критериям оптимальности: максимуму полезной мощности, минимальной стоимости машины, минимуму массы, максимальным энергетическим показателям и др.

Составляющие критерия минимума суммарных приведенных затрат. Суммарные приведенные затраты на изготовление и эксплуатацию асинхронных двигателей можно выразить следующим образом:

$$Зт = (C_{дв} + C_p)(1 + T_n p_o) + C_a T_n, \quad (10.2)$$

где $C_{дв}$ — производственная себестоимость двигателя, включающая в себя затраты на разработку, внедрение, изготовление и монтаж двигателя; C_p — стоимость устройств для компенсации реактивных токов; C_a — годовые затраты на активные потери электроэнергии; T_n — нормативный коэффициент окупаемости, равный $1/E_n$ (E_n — нормативный коэффициент эффективности капитальных вложений); p_o — относительные затраты по обслуживанию и амортизационные отчисления. При проектировании серий двигателей 4А и АИ значение E_n принималось равным 0,15; относительные затраты на обслуживание при эксплуатации — 0,069, а на амортизационные отчисления — 0,065, т. е. суммарно $p_o = 0,134$.

При установлении производственной себестоимости двигателя учитывают затраты на материалы, полуфабрикаты и покупные изделия; основную заработную плату производственных рабочих, отчисления на социальное страхование; накладные цеховые, общезаводские расходы и расходы на сбыт продукции (упаковку, транспортировку и пр.). Затраты на разработку и внедрение (научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы, разработка технологии, изготовление оснастки, техническое перевооружение предприятий, освоение производства и др.) приближенно принимают равными 10% от производственной себестоимости двигателей. Затраты на монтаж двигателей при проектных и экономических

расчетах включают в затраты на их приобретение; в среднем их принимают равными 0,3 от цены двигателя.

Затраты на активные потери энергии (руб/год)

$$C_a = C_e t k_z P_2 (1 + \Delta p_a - \eta_p) / \eta_p, \quad (10.3)$$

где $C_e = 0,02$ руб/(кВт·ч) — средняя цена электроэнергии; t — годовая наработка двигателя (число его часов работы в год); k_z — коэффициент загрузки двигателя (расчетная нагрузка в долях от номинальной мощности); $\Delta P_a = 0,04$ — средние удельные потери на 1 кВт·ч передаваемой электроэнергии в пределах одной ступени трансформации; η_p — КПД двигателя при расчетной нагрузке.

Проведенными исследованиями установлено, что для электродвигателей мощностью до 100 кВт средняя статистическая нагрузка составляет 60% от номинальной. Средняя годовая наработка в общем случае зависит от мощности двигателя, т. е. от его высоты оси вращения H . В результате изучения условий эксплуатации асинхронных двигателей в СССР установлено, что годовую наработку t можно принять в соответствии с табл. 10.1.

Таблица 10.1

Высота оси вращения H , мм	Число часов в год t
45 ... 100	1250
112, 132	1700
160 ... 200	2100
225 ... 280	2600
315, 355	3200

Эти значения k_z и t были положены в основу оптимизационных расчетов при проектировании двигателей серии АИ. Однако для ряда отраслей промышленности (текстильная и др.), у которых электроприводы имеют среднюю годовую наработку более 3 тыс. ч, в серии АИ предусмотрено специальное исполнение двигателей. Расчеты показали, что такие двигатели целесообразно выполнять с повышенными значениями КПД и $\cos \varphi_1$ путем увеличения длины пакета магнитопровода.

Для приближенных расчетов среднюю годовую наработку двигателя можно принять равной

$$t = 545 + 376 \sqrt[4]{P_2}. \quad (10.4)$$

Эта формула для двигателей мощностью 10...100 кВт дает $t = 1250...1770$ ч.

Затраты на компенсирующие устройства по методике ВНИИЭМ принимают

$$C_p = C_p k_{\text{мвхн}} t k_z P_2 (\text{tg } \varphi_p - \text{tg } \varphi_n) (1 + T_{\text{н}} p_0) / \eta_p, \quad (10.5)$$

где $U_p = 13 \text{ руб}/(\text{кВ} \cdot \text{Ар} \cdot \text{ч})$ — стоимость $1 \text{ кВ} \cdot \text{Ар} \cdot \text{ч}$ компенсирующих устройств; $k_{\max} = 0,25$ — коэффициент участия электродвигателей в максимумах нагрузки в системах электроснабжения; $\cos \varphi_p$ — коэффициент мощности при расчетной нагрузке $0,6 P_{\text{ном}}$; $\cos \varphi_n = 0,9$ — нейтральный коэффициент мощности, при котором потребитель не платит штрафа и не получает премии; η_p — КПД при расчетной нагрузке.

Дополнительные потери мощности, обусловленные потреблением реактивной энергии,

$$\Delta P_p = \Delta p_p (\lg \varphi_p - \lg \varphi_n) k_3 P_2 / \eta_p, \quad (10.6)$$

где Δp_p — удельные потери на генерирование и передачу $1 \text{ кВ} \cdot \text{Ар}$ реактивной энергии (в этом случае $\Delta p_p = 0,11 \text{ кВт}/(\text{кВ} \cdot \text{Ар})$) или удельные потери, связанные с компенсацией $1 \text{ кВ} \cdot \text{Ар}$ посредством компенсирующих конденсаторных устройств (в этом случае $\Delta p_p = 0,085 \text{ кВт}/(\text{кВ} \cdot \text{Ар})$). Величина ΔP_p может рассматриваться как собственные потери двигателя. Суммарные потери, включая значение ΔP_p , называют *приведенными*, а КПД, вычисленный с учетом этих потерь, — *приведенным КПД*

$$\eta' = \eta / [1 + \Delta p_p (\lg \varphi - \lg \varphi_n)]. \quad (10.7)$$

Сопоставление значений приведенного КПД позволяет довольно просто сравнивать энергетические показатели двигателей одинаковой или близкой мощности.

Для учета компактности двигателя в затраты $(C_{\text{дв}} + C_p)$ на изготовление двигателя и компенсирующих устройств могут быть включены затраты $C_{\text{комп}}$ на необходимые производственные площади. Показателем компактности двигателя может служить отношение его номинальной мощности (кВт) к объему (м^3) описанного прямоугольного параллелепипеда (без учета выступающего конца вала)

$$k_{\text{комп}} \approx P_2 / [4H^2 (l - l_v)], \quad (10.8)$$

где H — высота оси вращения, м; l и l_v — габаритная длина двигателя и длина выступающего конца вала, м.

Стоимость производственной площади ($C_{\text{пл}}$), необходимой для размещения двигателя, приблизительно можно определить по формуле

$$C_{\text{пл}} = 0,4B (l - l_v) U_{\text{пл}}, \quad (10.9)$$

где $B \approx 2,5 + 1,9 \lg P_2$ — эмпирически полученное уравнение регрессии размера станка (м) на стороне крепления двигателя от его номинальной мощности, кВт; $U_{\text{пл}} = 80 \dots 100$ — средняя стоимость производственной площади, руб/ м^2 . При оптимальном проектировании может учитываться стоимость только части производственной площади, определяемая изменением компактности двигателя:

$$C_{\text{комп}} = 0,4B \Delta l U_{\text{пл}}, \quad (10.10)$$

где Δl — изменение габаритной длины двигателя.

В некоторых случаях целесообразен переход от распространенной круглой формы двигателей к прямоугольной. Она лучше вписывается в интерьер производственных помещений и гармонирует с прямыми линиями колонн, перекрытий станков и т. д. У двигателей защищенного исполнения применение прямоугольных станин позволяет существенно увеличить внешний диаметр сердечника статора без сужения путей для охлаждающего воздуха, проходящего через свободные угловые камеры станины. Нижние угловые камеры служат также для крепления двигателей к фундаменту через дно станины и боковые окна. Прямоугольная станина позволяет осуществлять так называемую блочную конструкцию двигателей, при которой блоки механической и электрической частей изготавливаются независимо на отдельных технологических потоках и объединяются только при окончательной сборке машины.

В ряде случаев при оптимальном проектировании в целевую функцию Z_t можно включать экономический эффект у потребителя от *снижения уровня шума*. Высокий уровень шума приводит к увеличению потерь рабочего времени в результате частичной нетрудоспособности, снижения производительности труда рабочих и ухудшения качества продукции. Установлено, что увеличение уровня шума на 1 дБ по шкале A приводит к уменьшению фонда рабочего времени на 0,5%, что соответствует снижению годового прибавочного продукта на 10 руб. в расчете на одного рабочего. В связи с существенным ростом энерговооруженности проблема снижения уровня шума двигателей приобретает большое значение. Экономия (руб.) у потребителя от снижения уровня шума можно приближенно оценить по формуле

$$\mathcal{E}_{\text{ш}} = 17,4 P k_{\text{экт}} \Delta P_{\text{зв}} N^{0,44} V_{\text{ср}}^{-0,56} 10^{-0,1 L_{\text{ш}}}, \quad (10.11)$$

где $\Delta P_{\text{зв}}$ — снижение звуковой мощности двигателя, Вт; $k_{\text{экт}}$ — коэффициент экстенсивности использования двигателя (для машиностроительных предприятий $k_{\text{экт}} \approx 0,4$); $N \approx 200$ — число рабочих в некотором усредненном цехе, $P = 10$ — приращение годового прибавочного продукта на человека при снижении уровня шума на 1 дБ, руб.; $V_{\text{ср}} = 150$ — средний объем цеха, приходящийся на одного рабочего, м³; $L_{\text{ш}}$ — уровень шума в цехе, дБ.

Снижение уровня шума обеспечивается рядом конструктивно-технологических мероприятий, целесообразность их применения можно оценить на основе методики оптимального проектирования.

Ориентировочные расчеты показывают, что снижение уровня шума на 1 дБ по сравнению с основным исполнением серии увеличивает стоимость двигателя на 2—3%. Поэтому в ряде случаев целесообразно иметь специальные модификации малошумных двигателей. В таких двигателях снижены электрические и магнитные нагрузки, увеличен воздушный зазор между статором и ротором, увеличен скос пазов (до 1,5 зубцовых деления), применена в некоторых машинах двухслойная обмотка статора вместо однослойной, уменьшен внешний диаметр вентилятора наружного обдува, для по-

лучения большей равномерности воздушного зазора применена механическая обработка внутренней поверхности статора.

При разработке методики оптимального проектирования при помощи ЭВМ проводилось исследование влияния нормативного срока окупаемости T_n , расчетного коэффициента загрузки k_3 и средней годовой наработки t на технико-экономические показатели двигателя, выражаемые целевой функцией Z_t . Установлено, что изменение значения T_n в интервале 4 ... 8 лет не оказывает существенного влияния на расход материалов и энергетические показатели оптимального двигателя. Коэффициент загрузки k_3 и средняя годовая наработка t входят только в составляющую целевой функции C_a , характеризующую затраты на активные потери электроэнергии. При изменении составляющей C_a по любой причине алгоритм оптимального проектирования стремится так изменить геометрию машины, чтобы увеличить КПД двигателя за счет возрастания расхода активных материалов, т. е. производственной стоимости двигателя. Так, например, для четырехполюсного двигателя номинальной мощностью 16 кВт изменение k_3 от 0,4 до 1,0 приводит к увеличению расхода меди на 22% и стали на 45%. КПД двигателя при номинальной нагрузке при переходе от $k_3=0,6$ к значениям $0,4 < k_3 < 1$ уменьшается на 1,5 ... 3%. Коэффициент мощности при увеличении k_3 уменьшается. Общее изменение целевой функции вследствие ее пологости оказывается сравнительно небольшим. Однако при большом количестве изготавливаемых двигателей такими изменениями пренебрегать нельзя.

10.3. Варьируемые переменные и ограничения

В принципе, если ввести в ЭВМ программу оптимизации и исходные данные, представляющие собой цены на материалы и энергию, требования потребителей, требования технологии и вытекающие из нее трудовые затраты на изготовление отдельных частей машины и др., то ЭВМ выдаст оптимальный вариант. В действительности исходные данные сами подлежат оптимизации, так как они определяют взаимосвязь электромашиностроения с другими отраслями народного хозяйства, вследствие чего ужесточение требований к некоторым исходным данным дает экономию в одной отрасли народного хозяйства, но ущерб в другой. Так, например, увеличение пускового момента двигателей, которое улучшает качество электропривода и дает экономию в отраслях, использующих электрифицированные механизмы, приводит к ухудшению энергетических и массогабаритных показателей электродвигателя, увеличению стоимости его изготовления и эксплуатации. Применение высококачественной электротехнической стали позволяет создать сравнительно дешевый электродвигатель с улучшенными энергетическими показателями, но требует увеличенных расходов в черной металлургии. Поэтому большинство исходных данных устанавливают с учетом указанной взаимосвязи. В программу оптимизации обычно

включают не все составляющие целевой функции и не все ограничения. Это относится, в частности, к показателям надежности и виброакустическим характеристикам двигателей. Так как они сравнительно мало зависят от электромагнитных и тепловых расчетов, их обычно определяют вне программы оптимального проектирования, а результаты соответствующих расчетов учитывают при окончательном выборе конструкции двигателя.

При оптимальном проектировании асинхронных двигателей варьируемые переменные величины целесообразно разбить на несколько блоков. Такая разбивка позволяет в случаях, когда влияние параметров отдельных блоков на другие блоки незначительно, выполнять оптимизацию их независимо от остальных, что существенно снижает трудоемкость проведения оптимизационных расчетов. Основным объектом оптимизации является конструкция активной части, остальными блоками могут быть конструкции системы изоляции обмотки статора и вентиляционной системы.

При разработке конструкции системы изоляции варьируемыми величинами являются толщина витковой и пазовой изоляции обмотки и высота клина, удерживающего ее в пазу. Однако проводить оптимизацию этих параметров нецелесообразно, так как их значения должны назначаться минимальными, с точки зрения обеспечения заданной надежности обмотки и допустимой трудоемкости изготовления машины. Так, например, для изготовления двигателей серии АИ используют эмаль-провод с двухслойной изоляцией марки ПЭТМ-155 и ПЭТД-180 класса нагревостойкости F , его изоляция имеет высокую механическую прочность, необходимую для механизированной укладки, что обеспечивает повышенную надежность машины. Пазовую изоляцию выполняют из пленок на основе фенилона или арифлекса класса нагревостойкости F .

При разработке конструкции системы вентиляции варьируемыми параметрами могут быть число и высота ребер станины, наружный и внутренний диаметры лопаток вентилятора и ширина лопаток. В качестве целевой функции при оптимальном проектировании системы вентиляции двигателей со степенью защиты IP54 (IP44) можно принять коэффициент теплоотдачи с оболочки, учитываемый при оптимизации активной части двигателя. При необходимости непосредственного расчета эффективности оптимизации системы вентиляции можно осуществлять переход от достигнутого снижения превышения температуры к соответствующему приращению целевой функции Δt посредством коэффициентов, учитывающих влияние на нее различных параметров.

При оптимальном проектировании активной части двигателей обычно варьируются восемь основных параметров: наружный D_{a1} и внутренний D_{i1} диаметры сердечника статора, его длина l_1 , число витков обмотки статора и размеры пазов статора и ротора (их ширина b_1 и b_2 и высота h_1 и h_2).

Остальные геометрические параметры, характеризующие конструкцию активной части двигателя, задаются заранее: воздушный

зазор между статором и ротором, число зубцов статора и ротора (исходя из условий получения минимальных добавочных потерь), а также ширина и высота щели паза статора (из условий технологии выполнения обмоточно-изолированных работ). Таким образом, эти параметры могут быть исключены из разряда независимых переменных.

Наружный диаметр сердечника статора варьируют только для наиболее массового так называемого «базового» типоразмера двигателя, соответствующего принятой высоте оси вращения, для других типоразмеров, относящихся к данной высоте вращения, этот параметр остается неизменным.

После выбора размеров сердечника статора для двигателей «базового» ряда оптимизируются размеры сердечника ротора для принятых модификаций; при этом геометрия сердечника статора считается заданной. Восьмиполюсные двигатели могут быть унифицированы с шестиполюсными по внутреннему диаметру статора или целиком по геометрии активной части.

Как показали проведенные статистические исследования, оптимальная геометрия зубцовых зон статора и ротора мало изменяется при изменении ряда исходных данных, например кратности пускового момента $M_{\text{п}}/M_{\text{ном}}$, качества электротехнической стали (индукции B_{2500}), допустимого превышения температуры $\theta_{\text{м}}$ обмотки статора и средней годовой наработки двигателя t . Таким образом, в ряде случаев представляется возможным сократить число варьируемых переменных без ущерба для точности расчетов.

Согласно проведенным исследованиям, при оптимизационных расчетах примерно в 60% случаев можно не варьировать геометрию зубцовых зон статора и ротора и в 85% случаев — геометрию одной из зубцовых зон. При этом примерно в 2 раза сокращается требуемое для расчетов время.

При проектировании активной части двигателя на его конструкцию накладывают ряд ограничений. Однако то или иное ограничение можно включить в целевую функцию, если придать ему экономическую оценку. При оптимальном проектировании асинхронных двигателей серий АИ и 4А приняты ограничения, обусловленные требованиями электропривода (максимальный и минимальный моменты, начальные пусковые моменты и ток), надежности (наибольшая допускаемая температура обмотки статора и скорость нарастания температуры при заторможенном роторе), механической прочности и технологии (коэффициент заполнения паза, ширина зубцов статора и ротора в наиболее узком месте, диаметр дна овального паза ротора, высота спинки статора и др.). Определенные ограничения при выборе оптимального варианта оказывают также требования унификации размеров штампов для штамповки листов сердечников статоров и ротора машин с одинаковой высотой вращения, но разных длин, и, кроме того, для машин с двумя соседними числами полюсов (например, шести- и восьмиполюсных), а также унификации длин сердечников машин с разным числом полюсов при данных

высоте вращения и длине станины. В этих случаях оптимизация производится для «базового» типоразмера двигателя. Для остальных двигателей данной высоты вращения выбор оптимальных вариантов производят при заданном значении унифицированного размера, выбранного для «базового» двигателя.

При оптимизации системы вентиляции в качестве ограничений можно принять допустимый уровень вентиляционного шума, мощность, забираемую вентилятором, и др.

10.4. Исходные данные для проектирования серии

При оптимальном проектировании серии асинхронных двигателей используется свыше 100 исходных данных. Часть из них задается требованиями стандартов, эксплуатации, используемыми материалами, опытом проектирования предшествующих серий. Другая часть — устанавливается по данным предварительных исследований: выбор класса нагревостойкости изоляции, степень унификации различных исполнений и пр. Рассмотрим исходные данные для проектирования двигателей серии АИ.

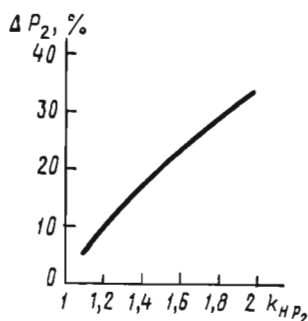


Рис. 10.2. Зависимость коэффициента использования от коэффициента нарастания мощности в серии асинхронных двигателей

Номинальная мощность. Современная серия асинхронных двигателей представляет собой стандартизированный ряд машин. Стандартизация этого ряда проводится по значениям номинальных мощностей, установочным размерам и частотам вращения. Ряду номинальных мощностей P_2 в серии должен соответствовать ряд высот оси вращения. Стандартизация рядов установочных размеров и мощностей, а также увязка между ними имеет важнейшее значение для международной торговли. Она должна обеспечивать взаимозаменяемость двигателей, изготовляемых в разных странах. Особенно это важно для асинхронных двигателей, являющихся основой электропривода большинства механизмов.

Шкала номинальных мощностей серии характеризуется *коэффициентом нарастания полезной мощности* $k_{нP_2}$, под которым понимают отношение последующей мощности $P_{2(n+1)}$ к предыдущей P_{2n} , где $n=1, 2 \dots (z_p-1)$, z_p — число ступеней в ряде. Коэффициент нарастания мощности определяет стоимость изготовления двигателей, увеличивая или уменьшая количество выпускаемых двигателей, соответствующих каждой ступени шкалы. От значения $k_{нP_2}$ зависит также коэффициент использования двигателя по мощности, так как при подборе двигателя для конкретного привода, для которого требуется некоторая мощность $P_{2n} < P_2 < P_{2(n+1)}$, выбирается двигатель

мощностью $P_{2(n+1)} = k_{н\ P_2} P_{2n}$. Поэтому чем меньше ступеней имеет шкала мощностей серии, тем больше избыточная мощность подбираемых двигателей.

Отношение избыточной мощности к требуемой называют *коэффициентом использования мощности*

$$\Delta P_2 = (k_{н\ P_2} - 1) / (k_{н\ P_2} + 1). \quad (10.12)$$

Зависимость ΔP_2 от коэффициента нарастания мощности $k_{н\ P_2}$ приведена на рис. 10.2.

Для рационально построенной серии с закономерно изменяющейся высотой H оси вращения (которой соответствует определенный ряд диаметров и длин сердечников статора) коэффициент $k_{н\ P_2}$ должен изменяться по определенному закону. Для современного уровня машиностроения $k_{н\ P_2}$ в идеальной шкале мощностей можно выразить эмпирической формулой

$$k_{н\ P_2} = k'_{н\ P_2} P_2^{-0,025}, \quad (10.13)$$

где $k'_{н\ P_2} = 1,35 \dots 1,40$ — коэффициент, зависящий от числа ступеней шкалы.

В этом случае каждая последующая степень мощности

$$P_{2(n+1)} = k'_{н\ P_2} P_{2n}^{0,975}. \quad (10.14)$$

При проектировании современных серий асинхронных двигателей шкалу мощностей выбирают на основе стандартов, исходя из стандартизированного ряда высот вращения. Хотя при этом не удастся обеспечить определенную закономерность нарастания коэффициента мощности, но все же наблюдается тенденция уменьшения $k_{н\ P_2}$ по мере увеличения мощности. Так, для основного исполнения двигателей серии АИ коэффициент $k_{н\ P_2}$ при $2p = \text{const}$ изменяется от 2,25 для машин малой мощности до 1,20 для больших мощностей. Уменьшение коэффициента $k_{н\ P_2}$ целесообразно как с точки зрения организации производства электродвигателей, так и с точки зрения выбора мощности электропривода.

Электродвигатели малой мощности являются самыми распространенными, меньшее число ступеней в серии для таких двигателей дает большие выгоды при их массовом производстве. Выбор мощности этих двигателей осуществляется с меньшей точностью, так как они работают в основном во вспомогательных электроприводах и в менее определенных нагрузочных режимах, чем двигатели большой мощности. Увеличение коэффициента нарастания полезной мощности $k_{н\ P_2}$ по мере перехода к меньшим мощностям целесообразно с точки зрения обеспечения рациональной структуры серии, так как даже при неизменном $k_{н\ P_2}$ коэффициент нарастания подводимой мощности $k_{н\ P_1} = P_{1(n+1)} / P_{1n}$ увеличивается с уменьшением P_2 из-за снижения энергетических показателей и увеличения из-за этого расхождения между мощностями P_2 и P_1 . Особенно значительно это расхождение в двигателях с низкими частотами вращения и в двигателях с $P_2 < 11$ кВт.

Обычно серия асинхронных двигателей состоит из нескольких участков, в пределах которых значение $k_{\text{н} P_2}$ примерно постоянно. Для таких участков справедливо выражение

$$\lg k_{\text{н} P_2} = (\lg P_{2\text{max}} - \lg P_{2\text{min}}) / (z_p - 1), \quad (10.15)$$

где $P_{2\text{max}}$ и $P_{2\text{min}}$ — наибольшая и наименьшая мощности данного участка; z_p — число ступеней на данном участке.

Кроме шкалы номинальных мощностей при проектировании серии асинхронных двигателей определенное значение имеет шкала подводимой мощности, от которой зависят основные размеры машины. Отношение мощностей P_1 и P_2 (кВ·А) определяется выражением:

$$P_1/P_2 = 1/(\eta \cos \varphi_1) = 1 + (Ap + C) P_2^{-B}, \quad (10.16)$$

где p — число пар полюсов; A , B и C — постоянные, зависящие от энергетических показателей данной серии. При этом коэффициент подводимой мощности

$$k_{\text{н} P_1} = \frac{P_{1(n+1)}}{P_{1n}} = k_{\text{н} P_2} \frac{1 + (Ap + C) P_{2(n+1)}^{-B}}{1 + (Ap + C) P_{2n}^{-B}}. \quad (10.17)$$

Для современных серий асинхронных двигателей $A \approx 0,14$; $B \approx 0,4$ (разброс значений B в пределах 0,3 ... 0,5 практически не влияет на величину $k_{\text{н} P_2}$); $C = 0,4 \dots 0,45$.

Установочные размеры. Основным установочным размером серии асинхронных двигателей является высота оси вращения H . Другие установочные размеры жестко связаны с высотой оси вращения. Высота оси вращения определяет возможность выполнения электрической машины с некоторым максимальным значением наружного диаметра сердечника статора D_{a1} , от которого зависят объем активной части машины $D_{a1}^2 l_1$ и ее расчетная мощность P_1 , а следовательно, и полезная мощность $P_2 = P_1 \eta$.

Связь между расчетной мощностью машины и главными размерами ее активной части можно выразить уравнением

$$P_1 = k_{\text{н}} D_{a1}^{2+\alpha} l_1, \quad (10.18)$$

где $k_{\text{н}}$ — коэффициент использования активной части машины; l_1 — ее длина; α — показатель степени, характеризующий изменение линейной нагрузки A_1 обмотки статора и индукции B_s в воздушном зазоре при изменении диаметра D_{a1} . В современных высокоиспользованных двигателях со степенью защиты IP44 и IP54 значение $\alpha = 0,3$, а в двигателях со степенью защиты IP23 достигает 0,8.

Коэффициент использования активной части для данной серии асинхронных двигателей при заданном числе полюсов и способе охлаждения определяется выражением

$$k_{\text{н}} = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \frac{k_{061} f_1}{k_{EP}} \frac{A_1 B_s k_D^2}{D_{a1}^2}, \quad (10.19)$$

где $k_E = E_1/U_1$; $k_D = D_{i1}/D_{a1}$; D_{i1} — внутренний диаметр сердечника статора.

При заданной высоте H мощность P_2 , как следует из (10.18) и (10.19), уменьшается по мере увеличения числа полюсов $2p$. При увеличении длины станины (которая определяет длину сердечника) и длины сердечника l_1 мощность P_2 также возрастает.

Рекомендации Международной электротехнической комиссии (МЭК) по рядам основных установочных размеров H, A, B, C (рис. 10.3) электродвигателей с установкой на лапах приведены в табл. 10.2. Увязка стандартизованных шкал мощностей и высот вращения производится таким образом, что каждому значению номинальной мощности двигателя в зависимости от его исполнения по степени защиты и частоты вращения соответствует определенная высота оси вращения H .

На каждой высоте оси вращения H могут выполняться машины различной мощности, отличающиеся длиной станины (размер B); им присвоены обозначения: S — короткая, M — средняя и L — длинная. Машины с $H < 90$ обычно выполняются при одной длине станины, но с различной длиной сердечника статора; им присвоены обозначения A и B .

В СССР при проектировании двигателей серии 4А был принят ряд из 17 высот оси вращения от 50 до 355 мм. При проектировании двигателей серии АИ была введена дополнительная высота вращения 45 мм, чтобы унифицировать большое число асинхронных двигателей общепромышленного применения малой мощности, выпускаемых в настоящее время. Унифицированная серия высоковольтных асинхронных двигателей напряжением 6000 В выполнена на трех высотах осей вращения 355, 400 и 450 мм. В нее вошли двигатели с короткозамкнутыми и фазными роторами мощностью от 200 до 1000 кВт.

Современные тенденции к снижению материалоемкости машин и обеспечению большей их компактности привели к тому, что в СССР при переходе от одной серии электродвигателей к другой (АО — 1950 г.; АО-2 — 1960 г.; 4А — 1970 г.) происходило существенное повышение мощности двигателя P_2 при данной высоте H и уменьшение объема его сердечника статора $D_{a1}^2 l_1$ (рис. 10.4).

Частоты вращения. Асинхронные двигатели основного исполнения изготавливают с числом полюсов 2, 4, 6 и 8, т. е. они рассчитаны на частоту вращения магнитного поля 3000, 1500, 1000 и 750 об/мин. Обычно двигатели с $2p=6$ предусматривают при $H \geq 63$ мм, а с $2p=8$ — при $H \geq 71$ мм. Серия может также включать в себя двигатели с числом полюсов 10 и 12 (т. е. с частотой вращения поля 600 и 500 об/мин), но они предусматриваются обычно для участков

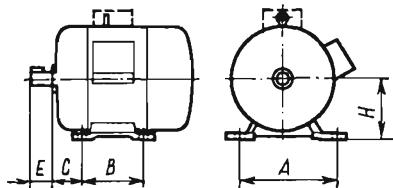


Рис. 10.3. Основные установочные размеры асинхронных двигателей с креплением на лапах

серии с высотой оси вращения $H > 200$ мм. Многоскоростные модификации двигателей выполняют на 2, 3 и 4 частоты вращения в пределах от 500 до 3000 об/мин.

Таблица 10.2

Типоразмер	H , мм	A , мм	B , мм	C , мм	Типоразмер	H , мм	A , мм	B , мм	C , мм
56 63	56 63	90 100	71 80	36 40	225S 225M	225	356	286 311	149
71 80	71 80	112 125	90 100	45 50	(225L)			356	
100S 100L	100	160	112 140	63	250S 250M (250L)	250	406	311 349 406	168
112S 112M (112L)			114 140 159		280S 280M (280L)			368 419 457	
132S 132M (132L)	132	216	140 178 203	89	315S 315M (315L)	315	508	406 457 507	216
160S 160M 160L			178 210 254		355S 355M 355L			500 560 630	
180S 180M 180L	180	279	203 241 279	121	400S 400M 400L	400	686	560 630 710	280
200S 200M 200L			228 267 305						

Примечание. Типоразмеры в скобках не рекомендуются для асинхронных двигателей.

Частота вращения двигателей с короткозамкнутым ротором при питании их от тиристорных преобразователей частоты должна устойчиво регулироваться вниз от номинальной в пределах 1 : 10. При этом закон регулирования напряжения должен обеспечивать работу при $\Phi = \text{const}$ во всем диапазоне регулирования. Нагрузка двигателя при пониженной частоте вращения должна быть уменьшена для ограничения допустимых превышений температуры в результате

ухудшения условий охлаждения. Так, например, для современных двигателей со степенью защиты IP54 (IP44) допустимую мощность $P_{2\text{доп}}$ продолжительного режима можно установить по эмпирической формуле

$$P_{2\text{доп}}/P_{2\text{ном}} = [(f - 1,75 \sqrt{p}) / (50 - 1,75 \sqrt{p})] \cdot [(p + 7,2) / (p + 8,6)]. \quad (10.20)$$

При регулировании частоты от 50 до 5 Гц КПД снижается от номинального значения 0,85... 0,91 до значения 0,4... 0,5, а скольжение возрастает от 2... 9 до 15... 20%. Несинусоидальность выходного напряжения тиристорного преобразователя частоты понижает КПД двигателей при $f = 50$ Гц в среднем на 2... 4%, а $\cos \phi_1$ — на 0,05.

В двигателях с фазным ротором при уменьшении частоты вращения вниз от номинальной, путем включения реостата в цепь ротора, нагрузка при независимой вентиляции может оставаться номинальной во всем диапазоне регулирования. При самовентиляции допустимая нагрузка $M_{\text{доп}}$ должна быть не выше следующих значений:

$n_2/n_{2\text{ном}}$	1,0	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4
$M_{\text{доп}}/M_{\text{ном}}$	1,0	0,96	0,91	0,85	0,80	0,72	0,62

Напряжение и частота сети. Асинхронные двигатели на напряжение до 1000 В проектируются на стандартные номинальные напряжения и частоты, принятые для советских и западноевропейских сетей, т. е. на напряжения 220—380—660 В и частоту 50 Гц. В ряде случаев в серии предусматривают также двигатели на частоту 60 Гц и другие напряжения, выпускаемые по особому заказу. Серии высоковольтных двигателей проектируются на 6000 и 10 000 В.

По действующим публикациям МЭК 34-1 и стандарту СЭВ 1346—78 двигатели должны нормально работать с номинальной мощностью при отклонениях от номинального значения питающего напряжения в пределах $\pm 5\%$ и частоты — $\pm 2,5\%$. В случае продолжительной работы двигателя при крайних значениях напряжения допускается увеличение превышения температуры обмотки на 10 К. При одновременном отклонении напряжения и частоты от номинальных значений двигатель должен сохранять номинальную мощность, если сумма абсолютных процентных значений этих отклонений не превосходит 5%. Двигатели должны питаться практи-

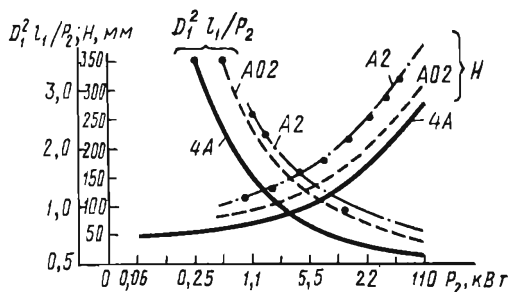


Рис. 10.4. Зависимости мощности асинхронных двигателей от высоты оси вращения для различных отечественных серий

чески синусоидальным напряжением (мгновенное значение его при номинальной нагрузке не должно отличаться по амплитуде от соответствующего значения первой гармонической более чем на 5%), а трехфазная система напряжений должна быть практически симметричной (составляющая напряжения обратной последовательности не должна превышать длительно 1% и кратковременно 1,5% составляющей прямой последовательности; нулевая составляющая — 1% от напряжения прямой последовательности).

Степени защиты и способ охлаждения. При проектировании серии асинхронных двигателей 4А для основного исполнения были приняты две степени защиты IP44 (закрытое исполнение с наружным обдувом от вентилятора, расположенного на валу двигателя) и IP23 (защищенное исполнение с самовентиляцией). При разработке серии АИ с целью повышения защищаемости двигателей от попадания в них посторонних твердых тел для основного исполнения вместо IP44 была принята степень IP54. Для некоторых модификаций двигателей, работающих в пыльных и влажных помещениях, предусмотрена степень защиты IP56. Унифицированная серия высоковольтных двигателей выполняется со степенью защиты IP23 и IP44. Степень защиты в значительной мере определяет конструкцию оболочки двигателя, т. е. его общее конструктивное исполнение.

Возможность прямого охлаждения активных частей двигателя создает ряд преимуществ у защищенных двигателей по сравнению с закрытыми. Эти преимущества особенно сказываются в машинах больших габаритов. При больших высотах оси вращения защищенные двигатели по стоимости и массогабаритным показателям лучше закрытых. С понижением высоты оси вращения разница в показателях этих двигателей уменьшается и при «граничных» значениях защищенные и закрытые двигатели становятся близкими по стоимости, массе и габаритам. Для серии АИ установлено, что нижняя граница целесообразного применения двигателей защищенного исполнения по высоте оси вращения — 200 мм при всех числах пар полюсов. Кроме указанных преимуществ электродвигатели со степенью защиты IP23 имеют лучшие виброакустические характеристики, особенно это проявляется при использовании двусторонней радиальной симметричной системы вентиляции с обдувом спинки пакета статора.

Электротехническая сталь. При проектировании серии асинхронных двигателей исходными параметрами электротехнической стали являются кривая намагничивания (она характеризуется индукцией B_{2500} при напряженности магнитного поля 2500 А/м) и удельные потери — $p_{1,5/50}$ при индукции 1,5 Тл и частоте перемагничивания 50 Гц. Существует связь между степенью легирования стали кремнием и ее магнитными свойствами. С увеличением степени легирования уменьшаются удельные потери $p_{1,5/50}$, но в то же время и уменьшается способность к намагничиванию, выражаемая индукцией B_{2500} . Проведенными исследованиями установлено, что при пе-

переходе от малых мощностей к большим отношение потерь в стали к суммарным потерям в двигателе при номинальной нагрузке постепенно возрастает. Поэтому в двигателях небольшой мощности целесообразно применять сталь с лучшей способностью к намагничиванию и несколько большими потерями $p_{1,5/50}$, а в двигателях большей мощности использовать сталь с меньшим значением $p_{1,5/50}$.

Выбор марки стали оказывает влияние на следующие показатели: суммарные затраты $Зт$, производственную себестоимость двигателя $С_{дв}$, длину сердечника l_1 , массу обмоточного провода $m_{пр}$ и КПД при номинальной нагрузке. Для количественной оценки этого влияния используют коэффициенты влияния, представляющие собой приращение функции на 1%, вызванное изменением данного параметра на 1%.

Коэффициенты влияния параметров B_{2500} и $p_{1,5/50}$ на указанные выше показатели, полученные в результате проведенных исследований на ЭВМ, приведены в [13]. Там же приведены коэффициенты влияния параметров θ_m и $k_{з.п}$, зависящие от нагревостойкости и толщины изоляции проводников обмотки статора.

Обмоточные провода и система изоляции. При выборе системы изоляции обмотки статора, ротора (при фазном роторе) и обмоточных проводов основными исходными параметрами при проектировании являются нагревостойкость изоляции и ее толщина. Первая определяет значение допускаемого превышения температуры θ_m , вторая — коэффициент заполнения паза медью $k_{з.п}$ (отношение суммарного сечения всех проводников в пазу к полной площади паза). От нагревостойкости системы изоляции в значительной мере зависят допустимые электромагнитные нагрузки, т. е. значения линейной нагрузки A_1 и индукции B_δ в воздушном зазоре.

Влияние электромагнитных нагрузок на мощность и объем активной части машины можно установить из (10.18) и (10.19). Повышение A_1 , B_δ и $k_{з.п}$ приводит к увеличению коэффициента использования $k_{и}$ активной части машины, которое может быть реализовано увеличением мощности машины или же уменьшением ее размеров и массы.

Если принять линейную зависимость между допускаемым превышением температуры θ_m обмотки статора и потерями в ней $\Delta P_{ал 1}$ (что обосновано рядом исследований), то относительное изменение коэффициента использования при увеличении допускаемого превышения температуры от θ_m' до θ_m'' можно выразить в виде

$$k_{и}^{\prime\prime}/k_{и}^{\prime} = \sqrt{(\theta_m^{\prime\prime} - \theta_{м.о})/(\theta_m^{\prime} - \theta_{м.о})}, \quad (10.21)$$

где $\theta_{м.о}$ — превышение температуры обмотки, соответствующее потерям холостого хода.

На основании проведенных оптимизационных расчетов двигателей с высотой оси вращения 180...225 мм установлено, что переход с изоляции класса нагревостойкости E на изоляцию класса F за

счет повышения θ_m позволяет уменьшить расход меди на 15%, электротехнической стали — на 18%, стоимость двигателя — на 12%, а суммарные приведенные затраты — на 2,8%. При этом учитывалось, что провода с изоляцией класса F примерно на 16% дороже проводов с изоляцией класса E . Более высокое использование активных материалов при повышении класса нагревостойкости изоляции приводит к увеличению потерь в обмотках. Например, при переходе от изоляции класса E к изоляции класса F КПД при номинальной нагрузке понижается на 1,5%, а при нагрузке $0,6P_{ном}$ — на 0,6%.

Перевод изоляции двигателей с класса B на класс F повышает коэффициент использования активной части примерно на 15%. Дальнейшее повышение нагревостойкости изоляции до класса H , хотя и повышает использование машин примерно на 14%, для двигателей общего применения нецелесообразно, так как требует применения специальных конструкций оболочек (температура оболочки при повышении температуры активных материалов до 160... 170°C может достигать недопустимых значений), применения более дорогой смазки, особых нагревостойких покрытий и других мер. Поэтому изоляцию класса нагревостойкости H применяют только в двигателях специального назначения с повышенным сроком службы или же работающих в особых условиях.

Изменение коэффициента заполнения паза медью $k_{з.п}$ на 1% в двигателях мощностью 0,12... 90 кВт приводит к изменению коэффициента использования активной части k_i на 0,3... 0,5% и массы электротехнической стали на 0,25... 0,4%. Однако осуществлять повышение $k_{з.п}$ за счет уменьшения толщины изоляционного покрытия проводов нецелесообразно, так как это приводит к уменьшению их механической прочности и, как следствие, снижению надежности двигателя. Лишь путем применения более совершенных материалов можно несколько уменьшить толщину пазовой и междуфазной изоляции.

Воздушный зазор. При выборе зазора исходят из следующих соображений. При малом зазоре уменьшается требуемая МДС обмотки статора, вследствие чего уменьшается ток холостого хода и возрастает коэффициент мощности. С другой стороны, при уменьшении воздушного зазора увеличиваются амплитуды высших гармоник магнитного поля в зазоре, что приводит к увеличению добавочных потерь, добавочных моментов и возрастанию магнитного шума машины. В связи с увеличением требований к виброакустическим и пусковым характеристикам двигателей преобладает тенденция к увеличению воздушного зазора. Наименьший воздушный зазор, который могут обеспечить технология и оборудование, применяемые при производстве асинхронных двигателей, составляет 0,25 мм. Установление воздушного зазора для двигателей с различной высотой оси вращения и различным числом полюсов производится по эмпирическим формулам, учитывающим опыт производства и эксплуатации проверенных конструкций.

Число пазов статора и ротора. При проектировании серии двигателей выбранные числа пазов статора и ротора зависят от числа полюсов машины и диаметра сердечника. Число пазов статора $z_1 = 2mpq$ определяет число пазов (q) на полюс и фазу. С увеличением q форма кривой МДС становится близкой к синусоидальной и снижаются амплитуды зубцовых гармоник, что благоприятно сказывается на свойствах двигателя. При увеличении z_1 уменьшается реактивное сопротивление X_1 фазы, вследствие чего возрастают максимальный и пусковой моменты, пусковой ток и коэффициент мощности двигателя. В машине с большим z_1 увеличивается также поверхность охлаждения пазовых и лобовых частей обмотки, что способствует снижению ее нагрева.

С другой стороны, увеличение z_1 приводит к уменьшению коэффициента заполнения паза медью, из-за увеличения относительной площади паза, занимаемой изоляцией. Это ведет к увеличению расхода электротехнической стали и изоляционных материалов, усложняет и удорожает изготовление двигателя за счет усложнения статорных штампов, снижения их износостойкости и увеличения трудоемкости при укладке обмотки в сердечник. Поэтому при проектировании следует выбирать минимально допустимое число z_1 , требуемое для достижения достаточно хороших характеристик двигателя.

При установлении соотношения между числом пазов статора z_1 и ротора z_2 исходят из условий получения минимальных добавочных потерь; устранения провалов в механической характеристике от действия добавочных асинхронных и синхронных моментов; снижения шума и вибрации двигателя. Практикой электромашиностроения установлены наиболее благоприятные сочетания чисел пазов ротора и статора (см. гл. 4).

Для улучшения пусковых характеристик двигателя и снижения уровня шума в двигателях малой мощности, имеющих небольшое число пазов статора, применяют скос пазов на 0,8... 1,5 зубцового деления статора или ротора. В двигателях с $h > 160$ мм удается получить удовлетворительные характеристики без скоса пазов.

Форма пазов ротора и статора. Для асинхронных двигателей на напряжение до 1000 В, мощностью до 100 кВт с всыпными статорными обмотками из круглого провода наиболее целесообразно применять полузакрытые трапециевидные пазы статора. При жестких статорных обмотках из прямоугольного провода, применяемых в двигателях мощностью свыше 100 кВт, используют прямоугольные открытые или полуоткрытые пазы. Основные размеры паза — высота и ширина — определяются при оптимизационном проектировании. Минимальная ширина $b_{\text{ш1}}$ шлица при полузакрытых пазах выбирается в зависимости от диаметра провода d . При механизированной укладке должно соблюдаться условие $d/b_{\text{ш1}} \leq 0,4$. Высота шлица $h_{\text{ш}}$ обычно равна 0,5 мм при высоте оси вращения $H < 160$ мм и 1 мм при $H > 160$ мм. Для двигателей общего назначения с полуоткрытыми пазами статора $h_{\text{ш}} = 1,1$ мм.

В короткозамкнутых роторах с литой алюминиевой клеткой применяют полузакрытые или закрытые пазы. Форма паза ротора выбирается в зависимости от требований к пусковым характеристикам машины. Наиболее рациональными являются трапециевидные овальные пазы: полузакрытые или закрытые с насыщающимся мостиком. Ширина шлица для двигателей до 100 кВт составляет 1 ... 1,5 мм, высота 0,5 ... 1 мм; высота насыщающегося мостика над шлицом 0,2 ... 0,3 мм.

Если высота паза ротора h_{22} не превышает глубины проникновения электромагнитной волны в проводящую часть стержня (при $f = 50$ Гц и алюминиевых стержнях она равна около 15 мм), то параметры обмотки ротора (активное и индуктивное сопротивление) условно считаются неизменными при изменении частоты тока ротора в процессе пуска. При высоте паза ротора больше 15 мм принимают, что параметры обмотки ротора изменяются в процессе пуска. Ротор с изменяющимися параметрами предпочтительнее ротора с постоянными параметрами, так как позволяет получить требуемые пусковые характеристики без увеличения номинального скольжения, которое приводит к ухудшению параметров рабочего режима (увеличению потерь $\Delta P_{эл2}$, нагреву ротора, снижению КПД). Это вытекает из соотношения

$$M_n/M_{ном} = (I_{1n}/I_{1ном})^2 \cdot (R'_{2п}/R'_{2ном}) s_{ном}, \quad (10.22)$$

где $R'_{2п}$ и $R'_{2ном}$ — приведенные сопротивления обмотки ротора соответственно при пуске и номинальном режиме. В двигателях с изменяющимися параметрами сопротивление $R'_{2п} > R'_{2ном}$, что позволяет получить требуемую кратность пускового момента при меньшем $s_{ном}$.

Однако высота паза ротора ограничивается его внешним D_{a2} и внутренним D_{i2} диаметрами, которые, в свою очередь, определяются внутренним диаметром статора и диаметром выступающего конца вала. По этой причине высота паза ротора не может быть больше $0,2D_{a2}$, вследствие чего пазы с $h_{22} > 15$ мм можно применять только в двигателях с высотой оси вращения $h > 80$ мм.

Закрытые пазы ротора применяют для снижения пускового тока главным образом в двухполюсных двигателях мощностью до 75 кВт, а также в двигателях мощностью свыше 100 кВт при $2p \geq 4$; высота мостика над пазом принимается не более 1 ... 1,5 мм. Роторы с бутылочным пазом обладают повышенным индуктивным сопротивлением. Их применяют в тех случаях, когда необходимо ограничить кратность пускового тока при сравнительно небольших кратностях пускового момента, главным образом в двухполюсных двигателях мощностью свыше 75 кВт. Для четырехполюсных двигателей мощностью до 100 кВт высоту мостика над закрытым бутылочным пазом принимают 1 мм. В случаях, когда требуются кратности пускового момента больше 1,8, применяют роторы с двойной беличьей клеткой.

Энергетические показатели. При проектировании современных серий асинхронных двигателей энергетические показатели (КПД и коэффициент мощности) не входят в число исходных данных. Эти показатели в оптимизационных расчетах учитываются исходя из

Таблица 10.3

Серия	Год разработки	Номинальная мощность, кВт	Удельная масса, кг/кВт	КПД	$\cos \varphi_1$
АО	1949	0,4	22,5	0,7	0,76
АО2	1962	0,8	15	0,735	0,78
Д	1965	1,5	14	0,8	0,83
4А	1971	2,2	10	0,805	0,84
АИ	1981	2,2	7	0,82	0,86

минимума затрат на производство и эксплуатацию двигателей, так как определяют эксплуатационные затраты, связанные с преобразованием электрической энергии в механическую. При оптимизационном проектировании следует учитывать, что кривые изменения КПД и $\cos \varphi_1$ в зависимости от нагрузки должны быть пологими, чтобы они имели достаточно высокие значения в широком диапазоне изменения нагрузки.

Таблица 10.4

Наименование параметра	Серия двигателей	
	АИ	4А
Номинальная мощность, кВт	1,5	1,5
Степень защиты	IP54	IP44
КПД, %	78,5	77
$\cos \varphi_1$	0,84	0,83
Удельная масса, кг/кВт	9,15	13,5

Основным расчетным режимом обычно считается не номинальный режим, а наиболее вероятный, соответствующий мощности $0,6P_{\text{ном}}$.

В результате совершенствования методов расчета, конструкции и технологии изготовления асинхронных двигателей за последние 30 лет произошло существенное повышение энергетических показателей двигателей. В табл. 10.3 приведены сравнительные данные электродвигателей различных отечественных серий с высотой оси вращения 90 мм.

Сравнительные данные четырехполюсных двигателей серии АИ одинаковой мощности (1,5 кВт), полученные по результатам испытаний, а также двигателей серии 4А приведены в табл. 10.4.

Основные энергетические показатели современных серий асинхронных двигателей различной мощности приведены на рис. 4.17.

Пусковые характеристики. Асинхронные двигатели, запускаемые путем непосредственного подключения обмотки статора к сети, по классификации МЭК подразделяются на две категории: нормальные (типа *N*) и с повышенным пусковым моментом (типа *H*). Пусковые

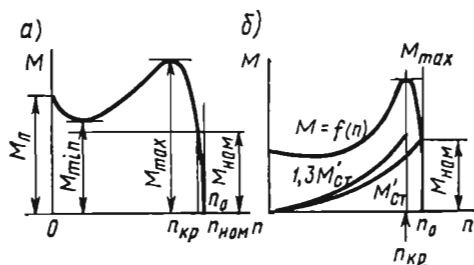


Рис. 10.5. Требования к механическим характеристикам согласно Публикации МЭК-34-12

$M_{\max}$ — максимальный (критический) момент. В табл. 10.5 приведены значения кратностей этих моментов $M_{п*}$, $M_{\min*}$ и $M_{\max*}$ по отношению к номинальному моменту $M_{ном}$ для двигателей типа *N* в зависимости от номинальной мощности двигателей $P_{2ном}$. Для двигателей с повышенным пусковым моментом (типа *H*), согласно рекомендациям МЭК, кратности пускового и минимального моментов должны быть в 1,5 раза выше соответствующих величин для двигателей типа *N*.

Вместо кратности пускового тока асинхронных двигателей Публикация МЭК 34-12 устанавливает значение $S_{п*}$ кратности пусковой мощности, представляющей собой отношение полной пусковой мощности $S_{п}$ (кВ·А) при заторможенном роторе к номинальной мощности $P_{2ном}$ (кВт). Эта кратность связана с кратностью начального пускового тока $I_{п}/I_{ном}$ зависимостью:

$$S_{п*} = S_{п}/P_{2ном} = I_{п}/(I_{ном}\eta_{ном}\cos\varphi_{1ном}), \quad (10.23)$$

где $\cos\varphi_{1ном}$ и $\eta_{ном}$ — номинальные значения коэффициента мощности и КПД.

Употребление термина «кратность пусковой мощности» более удобно, чем «кратность пускового тока», потому что база $P_{2ном}$, к которой она относится, вполне определенная, в то время как база $I_{ном}$ для двигателей данной мощности может принимать разные значения в зависимости от $\eta_{ном}$ и $\cos\varphi_{1ном}$.

В табл. 10.6 приведены наибольшие допустимые значения пусковой мощности, отнесенные к номинальной мощности двигателей.

Для значений, приведенных в табл. 10.5 и 10.6, не предусматривается допусков (значения моментов являются минимальными, значения пусковой мощности — максимальными).

Кроме требований, относящихся к трем точкам характеристики моментов, в Публикации МЭК определено требование к этой характеристике в целом. В каждом пункте характеристики (рис. 10.5, б) от нулевой частоты вращения n_0 до частоты вращения $n_{кр}$ при максимальном моменте значение момента, развиваемого двига-

Таблица 10.5

Пределы мощности, кВт	2p-2			2p-4			2p-6			2p-8		
	$M_{п*}$	M_{min*}	M_{max*}	$M_{п*}$	M_{min*}	M_{max*}	$M_{п*}$	M_{min*}	M_{max*}	$M_{п*}$	M_{min*}	M_{max*}
0,4 ... 0,63 0,63 ... 1,0	1,0 1,8	1,3 1,2	2,0 2,0	2,0 1,9	1,4 1,3	2,0 2,0	1,7 1,7	1,2 1,2	1,7 1,8	1,5 1,5	1,1 1,1	1,6 1,7
1,0 ... 1,6 1,6 ... 2,5	1,8 1,7	1,2 1,1	2,0 2,0	1,9 1,8	1,3 1,2	2,0 2,0	1,6 1,6	1,1 1,1	1,9 1,9	1,4 1,4	1,0 1,0	1,8 1,8
2,5 ... 4,0 4,0 ... 6,3	1,6 1,5	1,1 1,0	2,0 2,0	1,7 1,6	1,2 1,1	2,0 2,0	1,5 1,5	1,1 1,1	1,9 1,9	1,3 1,3	1,0 1,0	1,8 1,8
6,3 ... 10 10 ... 16	1,5 1,4	1,0 1,0	2,0 2,0	1,6 1,5	1,1 1,1	2,0 2,0	1,5 1,4	1,1 1,0	1,8 1,8	1,3 1,2	1,0 0,9	1,7 1,7
16 ... 25 25 ... 40	1,3 1,2	0,9 0,9	1,9 1,9	1,4 1,3	1,0 1,0	1,9 1,9	1,4 1,3	1,0 1,0	1,8 1,8	1,2 1,2	0,9 0,9	1,7 1,7
40 ... 63 63 ... 100	1,1 1,0	0,8 0,7	1,8 1,8	1,2 1,1	0,9 0,8	1,8 1,8	1,2 1,1	0,9 0,8	1,7 1,7	1,1 1,0	0,8 0,7	1,7 1,6
100 ... 160 160 ... 250	0,9 0,8	0,7 0,6	1,7 1,7	1,0 0,9	0,8 0,7	1,7 1,7	1,0 0,9	0,8 0,7	1,7 1,6	0,9 0,9	0,7 0,7	1,5 1,6
250 ... 400 400 ... 630	0,75 0,65	0,6 0,5	1,6 1,6	0,75 0,65	0,6 0,5	1,6 1,6	0,75 0,65	0,6 0,5	1,6 1,6	0,75 0,65	0,6 0,5	1,6 1,6

телями, должно быть не менее $1,3M_{ст}$, где $M_{ст}$ — момент статической нагрузки, рассчитанной при предположении, что он меняется от номинального момента $M_{ном}$ пропорционально квадрату частоты вращения, как это имеет место при нагрузке с вентиляторной характеристикой

$$M_{ст} = M_{ном} (n/n_{ном})^2. \quad (10.24)$$

В Публикации МЭК большое внимание обращено на определение допустимых условий пуска для двигателей общего применения, так как обмотка статора и беличья клетка ротора нагреваются в течение пуска (нагрев тем больше, чем больше время пуска).

Двигатели типа N должны допускать один пуск из горячего состояния (после длительной работы в номинальном режиме) или два

последовательных пуска из холодного состояния с остановкой двигателя между пусками. При этом статический момент сопротивления нагрузки пропорционален квадрату частоты вращения и равен номинальному моменту при номинальной частоте вращения (см. рис. 10.5, б), а внешний момент инерции ($\text{кг} \cdot \text{м}^2$):

$$J_{\text{вн}} = 0,04 P_{2\text{ном}}^{0,9} p. \quad (10.25)$$

Для двигателей типа *H* статический момент сопротивления постоянен и равен номинальному моменту, а внешний момент инерции равен половинному значению, подсчитанному согласно (10.25).

Т а б л и ц а 10.6

Пределы мощности, кВт	$S_{\text{п.}}$, кВ·А/кВт
0,4 ... 6,3	13
6,3 ... 25	12
20 ... 100	11
100 ... 630	11

Превышение температуры обмотки статора после одного пуска с нагретого состояния при допускаемых в современных двигателях плотностях тока в обмотке и при крайних условиях пуска по МЭК, как показали проведенные исследования, увеличивается на 6...10 К, что вполне допустимо. Продолжительность пуска четырехполюсных двигателей мощностью ниже 100 кВт при наименьших допустимых пусковых моментах и моментах инерции, рассчитанных по (10.25), составляет 3...4 с.

Нагрев двигателя при пуске, зависящий от пускового тока и времени разгона, регламентируется расчетной скоростью (v_t) нарастания температуры обмотки статора при заторможенном роторе. Для медных обмоток

$$v_t = \Delta_k / 200 = (I_{\text{п}} / I_{\text{ном}})^2 (\Delta_{\text{ном}} / 200), \quad (10.26)$$

где Δ_k — плотность тока в обмотке статора в режиме короткого замыкания; $\Delta_{\text{ном}}$ — то же, при номинальном режиме, А/мм^2 . Рекомендуемые предельные значения v_t для двигателей общего применения составляют: для двухполюсных двигателей — 8°C/с при классе нагревостойкости изоляции *B* и 10°C/с — при классе *F*; для двигателей с $2p=4...8$ значение v_t составляет 6°C/с при классе *B* и 8°C/с — при классе *F*.

Перегрузочная способность. Кратность максимального момента, характеризующая перегрузочную способность нормальных двигателей (типа *N*), приведена в табл. 10.5. Кратность максимального момента для двигателей типа *H*, согласно рекомендациям МЭК, должна соответствовать нормам для двигателей типа *N*, но не менее 1,9.

Асинхронные двигатели мощностью 0,55 кВт и выше должны без повреждений и остаточных деформаций выдерживать 50%-ную перегрузку по току в течение 2 мин, а двигатели мощностью до 0,55 кВт — режим короткого замыкания при номинальном напряжении в течение 5 с.

Для двигателей, используемых при циклическом режиме работы, важным параметром, характеризующим их перегрузочную способность, является допустимое число пусков и реверсов за 1 ч при холостом ходе.

Таблица 10.7

Пределы мощности, кВт	2p=2		2p=4		2p=6		2p=8	
	L_{pA}	L_{dA}	L_{pA}	L_{dA}	L_{pA}	L_{dA}	L_{pA}	L_{dA}
0,06 ... 0,55 0,55 ... 1,1	70 74	62 65	65 70	57 61	62 69	54 60	60 66	52 57
1,1 ... 2,2 2,2 ... 5,5	79 83	69 73	73 77	63 67	70 74	60 64	69 72	59 62
5,5 ... 11 11 ... 22	92 96	82 85	81 86	71 75	78 83	68 72	75 79	65 68
22 ... 37 37 ... 55	98 100	87 89	92 94	81 83	90 92	79 81	86 87	75 76
55 ... 110 110 ... 220	102 105	90 92	99 101	87 88	96 99	85 86	91 95	79 82
220 ... 400	107	93	104	90	101	87	97	83

Виброакустические характеристики. В последнее время требования по уровню шума двигателей ужесточаются. Это связано с возросшими требованиями к защите окружающей среды и стремлению снизить вредное влияние шума на производительность труда. Допустимые уровни звуковой мощности и звукового давления для электрических машин общего применения были в свое время установлены Публикацией МЭК 34-9-72 и стандартом СЭВ РС 1194-73. В разрабатываемой новой Публикации МЭК требования по уровню шума будут более жесткие. Поэтому для двигателей серии АИ основного исполнения (со степенью защиты IP54) разработаны новые требования по уровню шума при холостом ходе, приведенные в табл. 10.7. В этой таблице L_{dA} (дБ) обозначает уровень звукового давления по шкале А; L_{pA} — уровень звуковой мощности по шкале А, измеренные на расстоянии 1 м от поверхности двигателя. Двигатели со степенью защиты IP23 (IP22) должны иметь в режиме

холостого хода средний уровень звука L_{dA} на 3...4 дБ ниже значений, указанных в табл. 10.7.

Для снижения уровня шума применяются различные меры конструктивно-технологического характера: обеспечивают более равномерный воздушный зазор, применяют подшипники повышенного класса, усовершенствуют вентиляционный узел, подбирают лучшее сочетание чисел зубцов статора и ротора, повышают качество обработки поверхностей под подшипники и подшипниковые щиты с целью лучшего их прилегания и др. Применение этих мер позволило в двигателях серии АИ снизить уровень шума на 10...15 дБ по сравнению с двигателями серии 4А.

Уровень вибрации двигателей характеризует точность изготовления его деталей и качество сборки. От него зависит надежность работы машины и главным образом его подшипниковых узлов. Для оценки вибрации машины, согласно рекомендациям ISO-2374, принято наибольшее из среднеквадратичных значений вибрационной скорости $v_{эф \max}$, измеренных в определенных местах двигателя для диапазона от рабочей частоты вращения до 2000 Гц:

$$v_{эф \max} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt}, \quad (10.27)$$

где $v(t)$ — мгновенное значение вибрационной скорости; T — период вибраций. Стандарты устанавливают три категории интенсивности вибрации: нормальную N , с повышенными требованиями R и специальную S . Для нормальной категории N (двигатели серии АИ) максимально допустимые значения $v_{эф \max}$ составляют: при $H=45 \dots 50$ мм — 1,1 мм/с; при $H=56 \dots 132$ мм — 1,8 мм/с; при $H=132 \dots 225$ мм — 2,8 мм/с и при $H=250 \dots 355$ мм — 4,5 мм/с.

Надежность и долговечность. Надежность двигателя характеризуется вероятностью безотказной работы.

Долговечность двигателей обычно задается гамма-процентным ресурсом, т. е. установленной наработкой в часах с вероятностью 80...85%. Заданные показатели надежности и долговечности обеспечиваются при условии эксплуатации двигателей в режимах, близких к номинальным, в части температуры окружающей среды, времени и числа пусков, отклонении напряжения и частоты от номинальных значений, несинусоидальности и несимметрии напряжения, механических воздействий и др., а также соблюдения правил эксплуатации, технического обслуживания и наличия соответствующей защиты от перегрузок и аварийных режимов.

Для установления влияния срока службы двигателя на его технико-экономические показатели проводилось расчетное исследование на ЭВМ на четырехполюсных двигателях с изоляцией классов нагревостойкости E и F . При этом установлено, что при изменении срока службы в интервале 4...8 лет расход активных материалов

и стоимость двигателя увеличиваются незначительно, КПД и коэффициент мощности также изменяются мало.

Материалоемкость и трудоемкость. При проектировании серии двигателей следует стремиться к максимальному снижению материало- и трудоемкости изготовления машин. Так, например, в двигателях серии АИ широко применяют высокопрочные алюминиевые сплавы и пластмассу. Укладка обмотки статора «вразвалку» позволяет сократить длину лобовых частей и расход обмоточной меди.

В целом серия АИ по сравнению с серией 4А при проведении всех конструкторских и технологических мероприятий обеспечивает снижение массы двигателей на 10...20%, экономию чугуна — на 30%, обмоточной меди — на 5%, валовой стали — на 30%, конструкционной стали — на 10%.

Применение новой высокомеханизированной технологии позволило уменьшить трудоемкость изготовления двигателей на 25%. В частности, конструкция двигателей предусматривает литье корпусов из алюминиевых сплавов на автоматизированных литейных машинах, механическую обработку на автоматических линиях и агрегатных станках, механизированную укладку и пропитку обмотки на автоматических линиях и др. При внедрении новой технологии производительность труда повышается вдвое по сравнению с электродвигателями серии 4А. Общий экономический эффект от внедрения серии АИ составляет 23 млн. руб. на один миллион изготовленных двигателей.

10.5. Установление наружного диаметра и длины сердечника статора

Основные положения. Наружный диаметр сердечника статора D_{a1} и его длина l_1 — наиболее важные параметры двигателя, от которых зависят пусковые момент и ток, КПД, аэродинамические показатели системы вентиляции, уровень шума и др. При проектировании единичной электрической машины наиболее выгодные значения наружного диаметра D_{a1} и длины l_1 сердечника статора полностью определяются по указанной выше методике оптимального проектирования, в соответствии с минимумом суммарных производственных и эксплуатационных затрат, максимальным КПД, минимальной массой или другими функциональными характеристиками. От значений D_{a1} и l_1 зависят расход электротехнической стали, обмоточного провода, основные размеры конструктивных элементов машины и условия ее охлаждения.

При проектировании серии асинхронных двигателей выбирают ряд внешних диаметров D_{a1} и соответствующих длин l_1 , исходя из условий унификации основных узлов двигателей (сердечников, станин, подшипниковых щитов и пр.), имеющих одинаковую высоту оси вращения H , но разные мощность, частоту вращения и степень защиты; требований технологии; технических требований потребителей и экономических соображений. Указанный ряд должен быть

определенным образом увязан с заданными шкалами мощностей и высот вращения.

При разработке серии асинхронных двигателей 4А значения диаметров D_{a1} были приняты максимальными для данной высоты оси вращения H . Такой выбор D_{a1} определялся стремлением увеличить мощность двигателя для принятой H и уменьшить длину l_1 сердечника статора с целью снижения трудоемкости и стоимости штамповочных и обмоточно-изолировочных работ.

Внешний диаметр сердечника статора D_{a1} и высота оси вращения H связаны зависимостью

$$D_{a1} = 2(H - h_{np}), \quad (10.28)$$

где h_{np} — расстояние от нижней кромки сердечника до опорной поверхности лап. При этом в зависимости от характера оребрения станины

$$1,5H < D_{a1} < 1,8H \text{ и } 0,1 < h_{np}/H < 0,25, \quad (10.29)$$

т. е. возможное из конструктивных соображений изменение диаметра D_{a1} составляет 20%. Влияние таких отклонений на суммарные затраты исследовалось на двигателях мощностью 1,5 ... 30 кВт. При этом установлено, что увеличение суммы затрат относительно оптимального значения $\Delta Z_t = 2(\Delta D_{a1})$, где ΔD_{a1} — отклонение диаметра сердечника от оптимального значения.

К началу проектирования серии двигателей АИ в электромашиностроении возникли другие тенденции. Мощность двигателей в связи с затруднениями в энергетике начали ограничивать; из-за повышенных требований к уровню шума стали отдавать предпочтение машинам, расходующим меньшее количество воздуха для охлаждения, т. е. с меньшим диаметром вентилятора, который зависит определенным образом от D_{a1} . Появление новых статорообмоточных станков с отдельной укладкой обмотки позволило снять ограничения, накладываемые на длину сердечника l_1 требованиями технологии.

При поиске оптимального наружного диаметра D_{a1} для нескольких двигателей, имеющих одинаковую высоту H , возможны два подхода. При проектировании двигателей серии 4А на каждой высоте H выполняется от 4 до 16 двигателей и найти для всех них один общий оптимальный диаметр D_{a1} (что желательно с точки зрения унификации основных конструктивных узлов) затруднительно. Поэтому ранее (например, при разработке двигателей серии 4А) общий диаметр D_{a1} для машин, имеющих одну и ту же высоту H , устанавливался при оптимизационном проектировании двигателя наиболее массового типоразмера — четырехполюсного двигателя со степенью защиты IP44. Это не позволяло обеспечить оптимизацию целевой функции для всей совокупности двигателей, выполняемых на данной высоте H , т. е. минимума дополнительных затрат, вызванных отклонениями от оптимального диаметра для каждого типоразмера.

При проектировании двигателей серии АИ был принят другой подход. Для каждой высоты H была проведена оптимизация и определены приведенные затраты при трех фиксированных диаметрах D_{a1} (см. столбец 2 табл. 10.8), перекрывающих весь диапазон наружных диаметров двигателей, изготовленных в странах — участниках Интерэлектро (наибольшие диаметры соответствовали двигателям серии 4А). Это позволило аппроксимировать параболой изменение целевой функции в пределах указанных диаметров. В даль-

Таблица 10.8

H , мм	Диаметры, принятые при расчете, мм	D_{amin} , мм	D_{amax} , мм	D_{a4A} , мм	D_{aAI} , мм
56	80, 85, 89	90		89	80
63	90, 95, 100	101		100	100
71	100, 108, 116	114		116	114
80	120, 126, 131	128		131	126
90	135, 142, 149	144		149	143
100	155, 163, 168	160		168	163
112	171, 181, 191	179		191	184
132	205, 215, 225	212		225	215
160	252, 262, 272	256	262	272	260
180	280, 296, 313	288	300	313	295
200	320, 332, 349	320	338	349	327
225	360, 376, 392	360	376	392	358
250	390, 413, 437	400	417	437	420

нейшем определялось минимальное значение D_{amin} (см. столбец 3 табл. 10.8) из условий обеспечения равномерной теплоотдачи по всей окружности корпуса (для чего необходимо выдержать достаточное расстояние $h_{пр}$ от нижней кромки сердечника до опорной поверхности лап) и максимальное значение D_{amax} (см. столбец 4 табл. 10.8) из условий возможности выполнения достаточно экономичного двигателя со степенью защиты IP23. В этих пределах выбирался оптимальный диаметр D_{a1} (см. столбец 6 табл. 10.8) для всех двигателей, выполняемых на данной высоте H путем минимизации приведенных затрат для диаметров, аппроксимированных согласно указанной выше параболы.

Из сопоставления столбцов 5 и 6 табл. 10.8 следует, что оптимальные диаметры сердечников статора двигателей серии АИ в целом меньше, чем у двигателей серии 4А, что определяет только за счет этого параметра их большую эффективность.

Связь между диаметром D_{a1} и длиной l_1 сердечника статора. Длину сердечника l_1 можно найти из (10.18). Для двигателя со степенью защиты IP44 (IP54), т. е. при $\alpha=0,3$, выбор диаметра сердечника в пределах, указанных в (10.29), приводит к изменению длины сердечника примерно до 60%. Для вновь проектируемой серии значения k_{Σ} и α можно найти по данным экспериментального исследования опытных машин или на основе анализа существующих

ющих серий с учетом возможного повышения электрических и магнитных нагрузок, уменьшения толщины и повышения нагревостойкости изоляции, улучшения характеристик электротехнической стали и др.

При некоторых диаметрах и длине сердечника характеристики машины близки к оптимальным. Однако с точки зрения унификации основных конструктивных элементов двигателей и упрощения технологии массового производства целесообразно иметь при каждой высоте H до трех длин сердечника и станины. Проведенные на ЭВМ расчетные исследования наиболее целесообразного отношения $\lambda = D_{a1}/l_1$ показали, что при минимуме суммы затрат на производство и эксплуатацию двигателя $\lambda = 0,8$; при минимальном расходе активных материалов (обмоточной меди и электротехнической стали) — 0,6, при минимальной массе — 0,55. Для обеспечения оптимальной технологичности конструкции с точки зрения упрощения процессов штамповки, сборки сердечника и укладки обмотки $\lambda \leq 0,75 \dots 0,8$.

Графики зависимости суммы затрат и расхода материалов от значения λ имеют пологий характер. Поэтому при проектировании серий двигателей можно изменять λ в довольно широких пределах. Например, при переходе от оптимального по сумме затрат значения $\lambda = 0,8$ к значению 0,6 сумма затрат увеличивается лишь на 2...3%.

Зависимости $\lambda = f(D_{a1})$ имеют некоторые закономерности. Для всех диаметров двигателей серии со степенью защиты IP44 (IP54) значение λ сохраняется примерно на одном и том же уровне — 0,4...0,6 для первых длин сердечников A и 0,55...0,75 — для вторых длин B . Для двигателей со степенью защиты IP23 значение λ уменьшается по мере роста диаметра D_{a1} (для первых длин сердечников 0,4...0,5 для малых диаметров и 0,3...0,4 для больших; для вторых длин 0,6...0,7 для малых диаметров и 0,45...0,55 для больших). Такой характер изменения λ определяется тем, что у двигателей со степенью защиты IP54 (IP44) теплота отводится в основном внешней цилиндрической ребренной поверхностью статора, размеры которой при данном диаметре D_{a1} ограничиваются максимально допустимым по технологическим соображениям отношением λ . Это определяет приблизительно постоянное для всего ряда диаметров значение λ . У машин со степенью защиты IP23 отвод теплоты происходит непосредственно от лобовых частей обмоток статора и ротора, от спинки сердечника статора, а также от пазовых частей обмоток и сердечников статора и ротора через вентиляционные каналы. Различие в условиях охлаждения приводит к тому, что мощность двигателей по мере увеличения объема их активной части $D_{a1}^2 l_1$ растет у машин со степенью защиты IP23 быстрее, чем со степенью IP44 (IP54), что обуславливает при заданной шкале мощности постепенное уменьшение у них значения λ по мере перехода к большим диаметрам сердечника. Рассматривая формулы (10.18) и (10.19), можно отметить, что различия в условиях охлаждения

двигателей со степенью защиты IP23 и IP44 (IP54) приводят к различным значениям коэффициента использования k_n и показателю степени $(2+\alpha)$.

Часто стремятся к унификации длин сердечников двигателей, имеющих одну и ту же высоту вращения и условную длину станины, но разные числа полюсов. Однако с точки зрения упрощения технологии производства целесообразно унифицировать не длины сердечников, а размер $L_1 = l_1 + 2l_{\text{выл}}$, где $l_{\text{выл}}$ — длина вылета лобовой части обмотки. В этом случае можно унифицировать длины станин, валов и подшипниковые щиты.

Обычно при компоновке серии асинхронных двигателей за основу принимается согласование рядов номинальных мощностей с рядом высот вращения для четырехполюсных двигателей как наиболее массовых. Для двигателей с другим числом полюсов увязка осуществляется с учетом унификации длин сердечников l_1 или полных длин L_1 .

Отношение $k_{n P_1}/k_{n P_2}$ при изменении числа полюсов отличается от единицы при малых мощностях и становится близким к единице при увеличении номинальной мощности. По этой причине отношение мощностей P_2''/P_2' для машин с различным числом полюсов при $H = \text{const}$ соответственно изменяется с изменением P_2 , что в ряде случаев приводит к необходимости соответствующих сдвигов в согласовании рядов мощностей и высот вращения. Так, например, в серии 4А двухполюсные двигатели мощностью 5,5...7,5 кВт со степенью защиты IP44 имеют мощность на одну ступень больше, чем четырехполюсные двигатели с той же высотой оси вращения. При больших значениях P_2 номинальные мощности двух- и четырехполюсных двигателей принимаются одинаковыми. Неравномерность изменения коэффициента $k_{n P_2}$ затрудняет унификацию длин станин двигателей для одной высоты вращения при различном числе пар полюсов, так как приводит к большему разбросу длин сердечников.

Согласование шкал мощностей и установочных размеров неодинаково для двигателей различных исполнений по степени защиты. Так, двигатели со степенью защиты IP23 начиная с определенной высоты оси вращения, характеризуются предельным внешним диаметром сердечника $D_{a1 \text{ кр}}$, могут иметь большую номинальную мощность, чем двигатели со степенью защиты IP44 (IP54). Диаметр $D_{a1 \text{ кр}}$ зависит от эффективности системы охлаждения и может быть определен из основного уравнения (10.18).

При этом имеем

$$D_{a1 \text{ кр}} = (k_{n1}/k_{n2})^{1/(2+\alpha_1) - (2+\alpha_2)1}, \quad (10.30)$$

где индексы «1» относятся к степени защиты IP44, а индексы «2» — к степени защиты IP23.

Поэтому двигатели со степенью защиты IP23 предусматриваются в сериях асинхронных двигателей только начиная с определен-

ной высоты оси вращения, соответствующей $D_{a1} > D_{a1 \text{ кр}}$, так как двигатели со степенью защиты IP44 (IP54) обладают большей надежностью и более универсальны для применения в различных отраслях техники.

Следует также учитывать различие в условиях охлаждения больших и малых машин. Эффективная теплопередающая поверхность сердечника [с учетом мощности машины согласно (10.18)]

$$S_{\text{эф}} = \pi D_{a1} l_1 = \pi P_1 / k_n D_{a1}^{(\alpha+1)}. \quad (10.31)$$

Поэтому в малых машинах со сравнительно небольшими радиальными размерами, у которых охлаждение обеспечивается в основном теплопередачей с оребренной оболочки, увеличение D_{a1} и вызванное этим уменьшение $S_{\text{эф}}$ отрицательно сказываются на тепловом состоянии машины. В этом случае целесообразно применять относительно малые диаметры сердечников. При увеличении радиальных размеров машины и росте расстояний между тепловыделяющими и теплоотдающими элементами роль наружного оребрения в теплопередаче несколько снижается и все большее значение приобретают внутренняя циркуляция воздуха, дополнительное охлаждение ротора и пр. Для таких двигателей за счет уменьшения высоты ребер могут быть приняты относительно большие значения D_{a1} . Такие «короткие» с максимальным значением D_{a1} машины целесообразно использовать для двигателей со степенью защиты IP23. Исходя из этих соображений, в современных сериях двигателей целесообразно построить ряд внешних диаметров сердечника таким образом, чтобы обеспечивалось линейное уменьшение расстояния $h_{\text{пр}}$ от нижней кромки сердечника до опорной поверхности лап с увеличением высоты оси вращения. Так, например, в сериях двигателей 4А и АИ отношение $h_{\text{пр}}/H$ изменяется от 0,205 при $H=56$ мм до 0,124 при $H=250$ (в двигателях 4А) и 0,140 при $H=280$ (в двигателях АИ).

Для серий двигателей с пониженным уровнем шума целесообразно уменьшение диаметров сердечников статора. Так, например, в двигателях серии АИ диаметр D_{a1} в диапазоне высот оси вращения h от 80 до 280 мм соответственно меньше, чем в двигателях серии 4А на 5...40 мм (чем больше H , тем больше эта разница).

При проектировании участка серий, включающего двигатели со степенями защиты IP44 (IP54) и IP23, можно устанавливать одинаковые максимально возможные внешние диаметры сердечников D_{a1} в соответствии с (10.31). Так выполнена, например, серия двигателей 4А. Можно также для каждой степени защиты найти свои оптимальные диаметры D_{a1} . При этом из технологических соображений целесообразно, чтобы значение D_{a1} для двигателя со степенью защиты IP23 соответствовало значению D_{a1} двигателя со степенью защиты IP44 (IP54) следующей ступени высоты оси вращения.

10.6. Система автоматизированного проектирования асинхронных двигателей

Разработка серии асинхронных двигателей и система их автоматизированного проектирования включает следующие этапы: расчет активной части машин; механические, тепловые, виброакустические расчеты элементов конструкции; проектирование общих видов машин, узлов и деталей; проектирование технологического процесса изготовления двигателей, необходимой оснастки и инструмента; выбор системы ведения документации и процесса производства асинхронных двигателей. Укрупненные этапы проектирования асинхронных двигателей с использованием системы автоматизированного проектирования асинхронных двигателей (САПР АД) представлены на рис. 10.6. На основе математической модели осуществляются оптимизационные расчеты активной части машины. На следующем этапе с помощью пакета прикладных программ для полученного оптимального варианта активной части двигателя проводятся поверочные расчеты. Они охватывают все технические характеристики машины и предусматривают унификацию и доводку всех ее важнейших элементов и узлов. Поверочные расчеты осуществляются в диалоговом режиме работы с ЭВМ. Проектировщик задает исходные данные с помощью дисплея и на его экране получает информацию о результатах расчета.

Уточненные технико-экономические характеристики, получаемые в результате поверочных расчетов, используются для разработки конструкторских решений, выполняемых с применением прикладных программ машинной графики. Разработка конструкции включает прочностные, виброакустические расчеты, расчеты подшипников и пр. Изменение конструкции приводит к необходимости повторения поверочных расчетов с использованием методов последовательного приближения.

Таким образом, работы по проектированию двигателей подразделяются на две части: 1) определение оптимальных размеров и обмоточных данных активной части двигателя; 2) по полученным

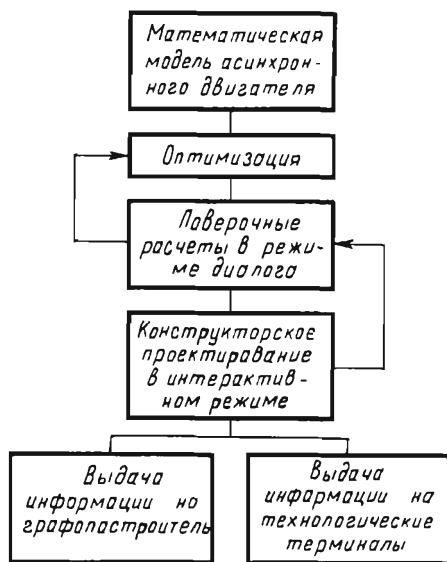


Рис. 10.6. Укрупненные этапы проектирования асинхронных двигателей

размерам активной части установление размеров конструктивных элементов.

Первая часть является наиболее важной, так как определяет в значительной части технический уровень разрабатываемой серии двигателей. Она следует непосредственно за решением основных вопросов структуры серии: выбора шкал мощностей и высот оси вращения, определение перечня модификаций, установления технических требований к характеристикам и отдельным параметрам машины и пр.

В функции системы САПР АД входит также выпуск документации на машинных носителях для автоматического изготовления оснастки и отдельных деталей на станках с числовым программным управлением, а также ведение чертежного хозяйства в производстве. Эти функции составляют переходной этап от конструирования к технологии изготовления асинхронных двигателей.

САПР АД состоит из относительно отдельных автономных частей — подсистем (рис. 10.7): оптимального расчетного проектирования, конструкторского проектирования, ведения технической документации в производстве (технологическая подсистема).

С помощью подсистемы оптимального расчетного проектирования на основе технического задания и критериев оценки технико-экономических показателей разрабатываемых двигателей определяются оптимальные геометрические размеры активной части и обмоточные данные машин и их электромагнитные характеристики. Эта подсистема используется также при проектировании многочисленных модификаций, предназначенных для удовлетворения специфических требований различных электроприводов.

При расчете двигателей на ЭВМ используется 100...150 исходных данных. Часть из них определяется требованиями эксплуатации, применяемыми в производстве материалами, опытом проектирования предшествующих серий. Другая часть устанавливается на основании предварительных исследований; к ним относятся выбор класса нагревостойкости изоляции, степени унификации различных исполнений и пр. В частности, при проектировании серий 4А и АИ было проведено исследование опыта эксплуатации двигателей предыдущих серий на крупнейших предприятиях страны, разработаны проекты технических требований на конструкцию, технологию и организацию производства, обобщен опыт проектирования наиболее совершенных серий двигателей социалистических и капиталистических стран, организовано широкое обсуждение этих требований в Интерэлектро.

После оптимизационных расчетов проводятся поверочные расчеты, при которых проектировщики осуществляют нормализацию и унификацию размеров, выполняют расчеты рабочих и пусковых характеристик и т. д. Оптимизационные и поверочные расчеты могут выполняться как в пакетном режиме, так и в режиме диалога человека с ЭВМ.

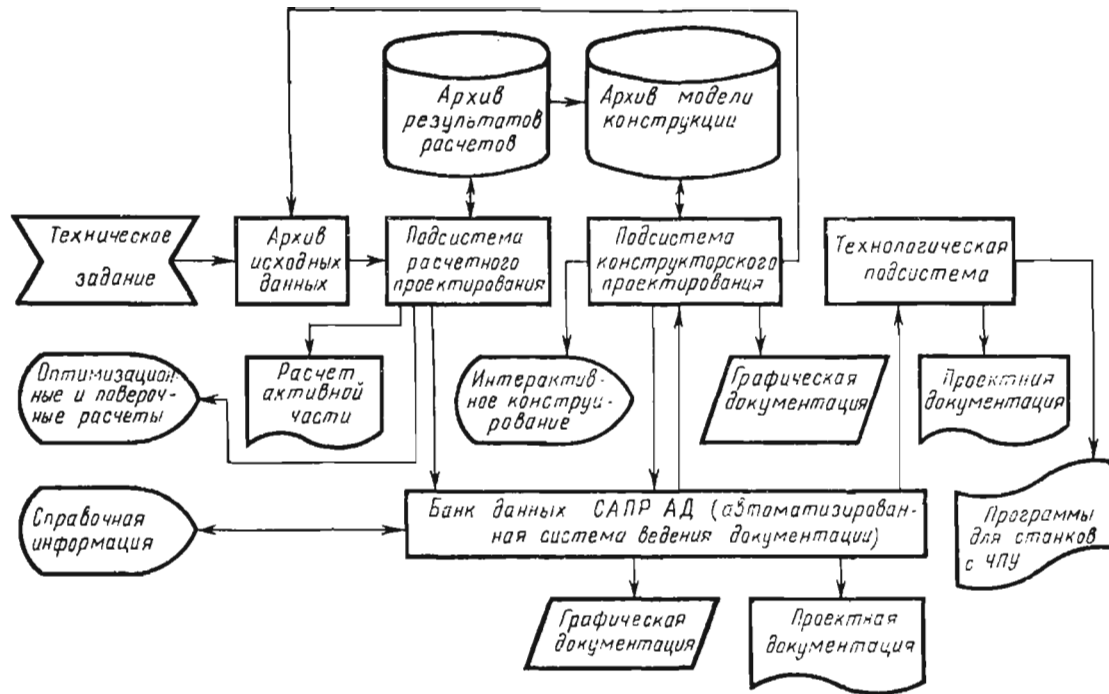


Рис. 10.7. Схема взаимодействия проектировщика с вычислительной машиной

При работе в пакетном режиме в ЭВМ закладывают полный набор исходных данных, по которым вычислительная машина (рис. 10.8) выдает расчет в виде оформленного документа. Основным элементом программного обеспечения является программа, которая обеспечивает автоматическое проведение оптимизационного и проверочного расчетов отдельных отрезков серии двигателей. Эта программа производит ввод необходимой информации, контролирует

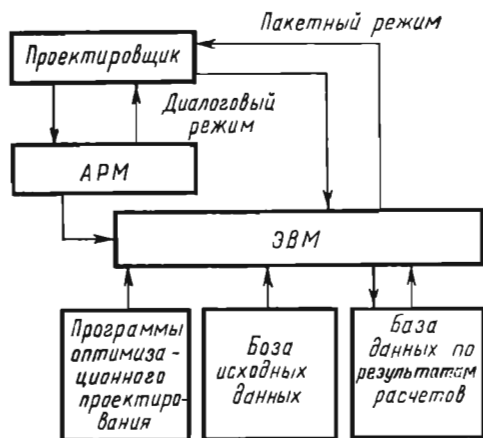


Рис. 10.8. Структурная схема САПР

правильность выполнения расчетов и осуществляет вывод их результатов на печатающее устройство или передачу для хранения в массив выходных данных.

При работе в диалоговом режиме с ЭВМ проектировщик может, используя экран дисплея, установленного на автоматизированном рабочем месте (АРМ), выводить для визуального контроля исходные данные и результаты очередного варианта расчета.

Для поверочных расчетов используется та же математическая модель, что и для оптимизационных, однако при необходимости могут выполняться более детальные поверочные расчеты двигателей на основе уточненного математического описания тепловых, виброакустических и нестационарных электромагнитных процессов. Так, например, иногда в процессе проектирования возникает необходимость определения не только параметров асинхронных двигателей при номинальном режиме, но и полных рабочих характеристик, т. е. расчета основных показателей (тока, скольжения, КПД, коэффициента мощности) в зависимости от нагрузки. Проектирование с применением диалогового режима позволяет быстро получить такую информацию.

Результатом работы подсистемы расчетного проектирования является обмоточная записка — таблица данных, содержащая размеры активных частей, соответствующие оптимальным характеристикам двигателя. Обмоточная записка является входным документом для подсистемы конструкторского проектирования.

Подсистема конструкторского проектирования обеспечивает автоматизацию процесса разработки изделия в целом, его узлов и деталей. Применение вычислительных устройств позволяет стимулировать творческую деятельность конструктора за счет сочетания процесса конструирования с оперативными расчетами на прочность, расчетами масс, подшипников, механическими, виброакустически-

ми расчетами, а также за счет возможности анализа большого числа вариантов конструкции.

Автоматизированное проектирование конструкции асинхронного двигателя в основном содержит те же этапы, что и при обычном проектировании: разработка общего вида машины на основе предварительного выбора основных принципиальных решений, разработка сборочных единиц и деталей, окончательное оформление чертежей, спецификаций и другой конструкторской документации. Автоматизация проектирования предусматривает широкое воспроизведение отдельных элементов конструкции, которые имеют практически отработанные на основании многолетнего опыта формы и не претерпевают существенных изменений в процессе проектирования. В связи с этим в САПР АД должны быть разработаны математические модели этих элементов. Кроме того, она должна включать в себя базу данных, содержащую различную справочную информацию, необходимую для решения отдельных вопросов проектирования и оформления конструкторской документации.

Основными функциями рассматриваемой подсистемы являются: автоматизация работы по выполнению графических документов, чертежей; организация записи и хранения чертежей в архиве; выдача с помощью расчерчивающего устройства чертежей из архива; предоставление возможности конструктору оперативно изменять отдельные размеры, добавлять или исключать фрагменты изображений, изменять масштаб чертежа.

Узлы и детали всех двигателей, входящих в отрезки серии (группы смежных высот осей вращения), как правило, имеют геометрически подобные формы. Некоторые детали являются подобными для всех машин серии. Характерна также широкая унификация узлов, деталей, материалов в пределах одной высоты оси вращения, а по некоторым элементам и в пределах ряда высот. Это позволяет обобщить геометрию конструкции, другими словами, создать ее математическую модель. Эта математическая модель с помощью прикладных программ машинной графики дает возможность по размерам активной части машины вычислять размеры сборочных единиц и отдельных деталей АД.

Проектирование состоит как в изменении размеров при неизменной геометрической форме (что характерно для массового производства), так и в изменении геометрических форм (что допускается при мелкосерийном производстве). Применение САПР особенно эффективно при массовом производстве, когда конструктор, меняя размеры изделия, имеет возможность оперативно просматривать многочисленные варианты конструкции с целью выбора наилучшего. При мелкосерийных изделиях применение САПР позволяет наиболее полно осуществлять унификацию узлов и деталей.

Практически при любых изменениях производится проработка общего вида, осуществляемая в режиме взаимодействия конструктора с ЭВМ и включающая этапы проектирования новых или выбора из ранее спроектированных основных элементов машины: ста-

тора, станины, вала с подшипниками, подшипниковых щитов и т. д. На каждом этапе изображение воспроизводится на основе математической модели конструкции соответствующего узла. По указанию конструктора оно либо добавляется к изображению, полученному на предыдущих этапах, либо вычерчивается автономно. В процессе проработки конструктор с клавиатуры дисплея может изменять отдельные размеры, осуществлять операции масштабирования и компоновки фрагментов чертежа, например, как показано на рис. 10.9,

вызывать подпрограммы для выполнения необходимых расчетов.

В графическое изображение принципиальной конструкции двигателя входят типовые сборочные единицы и детали: сердечники статора и ротора (в продольном и поперечном разрезах с изображением формы и расположения пазов), лобовые части обмоток статора и ротора, корпус (станина) со всеми ее конструктивными особенностями, вал, подшипники, подшипниковые щиты, вентилятор, кожух вентилятора, вводное устройство. Форма указанных сборочных единиц и деталей определяется заранее, а все относящиеся к ним размеры, необходимые для автоматического вычерчивания, берутся частично из электро-

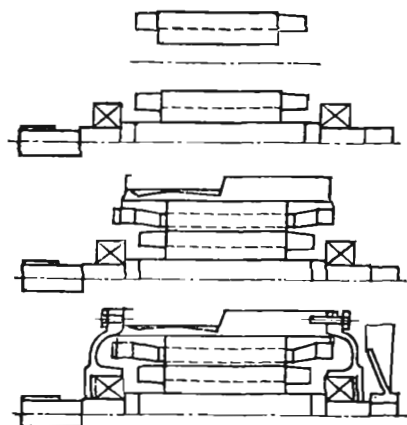


Рис. 10.9. Схема графической проработки общего вида асинхронного двигателя на основе математической модели его конструкции

магнитных, тепловых и вентиляционных расчетов (размеры сердечников, пазов, длина вылетов лобовых частей, сечение короткозамыкающих колец, основные размеры вентилятора и др.), а остальные определяются ЭВМ из математических зависимостей, разработанных на основе многолетней практики электромашиностроения с учетом возможных улучшений и усовершенствований. Разработанные математические зависимости в ряде случаев можно представить в виде некоторых функций от наружного диаметра сердечника статора, полученных путем статистического усреднения практически применяемых значений тех или иных конструктивных размеров.

После отработки чертежа общего вида двигателя начинается вторая стадия проектирования, заключающаяся в проработке сборочных единиц и деталей с определением их масс, необходимых для их изготовления размеров и допусков, и в конечном этапе — автоматическом вычерчивании рабочих чертежей с соблюдением всех предъявляемых к ним требований.

Результатом работы подсистемы является набор значений основных размеров и параметров конструкции двигателя, оптимизирующий критерий качества, выбираемый конструктором.

Подсистема автоматизированного ведения документации (САВД) осуществляет: оперативное представление проектировщику требуемой справочной информации; обмен информацией между подсистемами САПР; формирование и печать всех групповых конструкторских документов, входящих в объединенный комплект документации; внесение изменений в конструкторскую документацию с автоматической выдачей извещений на изменения; автоматизированную подготовку входных данных для других автоматизированных систем: АСУ «Производство», АСУ «Материалы» и АСУ «Нормативы».

Ядром САВД является база конструкторских данных. База данных включает номенклатуру проектируемых и используемых изделий и материалов, размеры деталей и узлов, нормативно-справочные данные, технико-экономические характеристики, технические параметры, а также типовые тексты, словари, классификационные схемы.

САВД построена на основе универсальной базы данных. Она позволяет по запросам пользователей формировать из базы данных и печатать в соответствии с требованиями ЕСКД групповые конструкторские документы: сводные спецификации, сборочные и групповые чертежи, а также таблицы дополнительных исполнений, обмоточные записки и извещения на изменения. САВД обрабатывает поисковые запросы на сортировку и выдачу информации из базы данных, корректировку данных, выполняет разбивку на узлы изделий и поиск применимости изделий и размеров, в режиме диалога с конструктором производит внесение изменений во взаимосвязанные чертежи, делая при этом все необходимые расчеты. В режимах САПР АД подсистема автоматизированного ведения документации осуществляет информационное обеспечение подсистем расчетного и конструкторского проектирования, а также оперативное представление справочной информации.

В связи с тем что объем работ по корректировке документации сравним с работами по ее созданию, в САВД предусмотрен специальный пакет прикладных программ по внесению изменений в конструкторскую документацию. По заданию на предполагаемые изменения, составляемому конструктором, в подсистеме осуществляется автоматический поиск всех документов, подлежащих корректировке, формируется извещение на изменения, после утверждения которого изменения вносятся в базу данных.

Развитие САПР АД предполагает формирование программ для станков с числовым программным управлением. Такое оборудование может быть использовано при проектировании и изготовлении вырубных штампов ротора и статора, а также гибочных штампов для изготовления кожуха, вентилятора и т. п.

САПР АД может иметь как одноуровневую, так и двухуровневую структуру технических средств. При одноуровневой структуре все расчеты осуществляются на ЭВМ серии ЕС. Периферийное оборудование (графопостроители, дисплейные станции и печатающие устройства) устанавливается в конструкторском бюро. Конструктор задает с экрана дисплея исходную информацию на проектирование, указывает те узлы, которые предстоит проектировать, и решаемые проектные задачи. Результаты расчетов он получает также на экране дисплея, дублирует их при необходимости на печатающем устройстве, а графическую информацию (графики, чертежи) получает на графопостроителе.

При двухуровневой структуре (рис. 10.10) конструктор взаимодействует с терминальными устройствами, входящими в состав АРМ. Управление комплексом АРМ осуществляется с помощью мини-ЭВМ (которая обладает определенным объемом оперативной памяти) и внешних запоминающих устройств (накопители на магнитных лентах и дисках). Общий объем их памяти должен быть достаточным для ввода, корректировки и выдачи конструкторской документации. АРМ должно быть снабжено комплексом терминальных устройств: графическими и текстовыми дисплеями, приспособлениями для кодирования графической информации и графопостроителем.

АРМ связан посредством интерфейса с ЕС ЭВМ, имеющей большой объем оперативной памяти, ряд запоминающих устройств на магнитных дисках, комплекс отображения алфавитно-цифровой информации.

Программное обеспечение ЕС ЭВМ включает: операционную систему САПР, программную модель асинхронного двигателя, пакет программ оптимизационных расчетов, пакет программ поверочных расчетов, базу данных. Программное обеспечение мини-ЭВМ содержит библиотеку моделей графических изображений, справочную информацию по ГОСТу, ОСТу, СТП, пакет программ интерактивной графики и вывода на графопостроитель, пакет программ для станков с ЧПУ.

Процесс проектирования асинхронных двигателей посредством САПР осуществляется следующим образом. На этапе разработки технического задания на серию двигателей выполняются предпроектные исследования, по результатам которых определяется облик будущей серии.

С использованием подсистемы расчетного проектирования проводятся оптимизационные расчеты параметров активной части машин, а также механические, виброакустические, тепловентиляционные и другие расчеты.

На этих этапах эскизного и технического проектирования функционируют все подсистемы САПР: проводятся оптимизационные и поверочные расчеты, формируется база данных подсистемы САВД, разрабатывается общий вид конструкции базовых двигателей. Кроме того, разрабатываются чертежи литых деталей и конструктив-

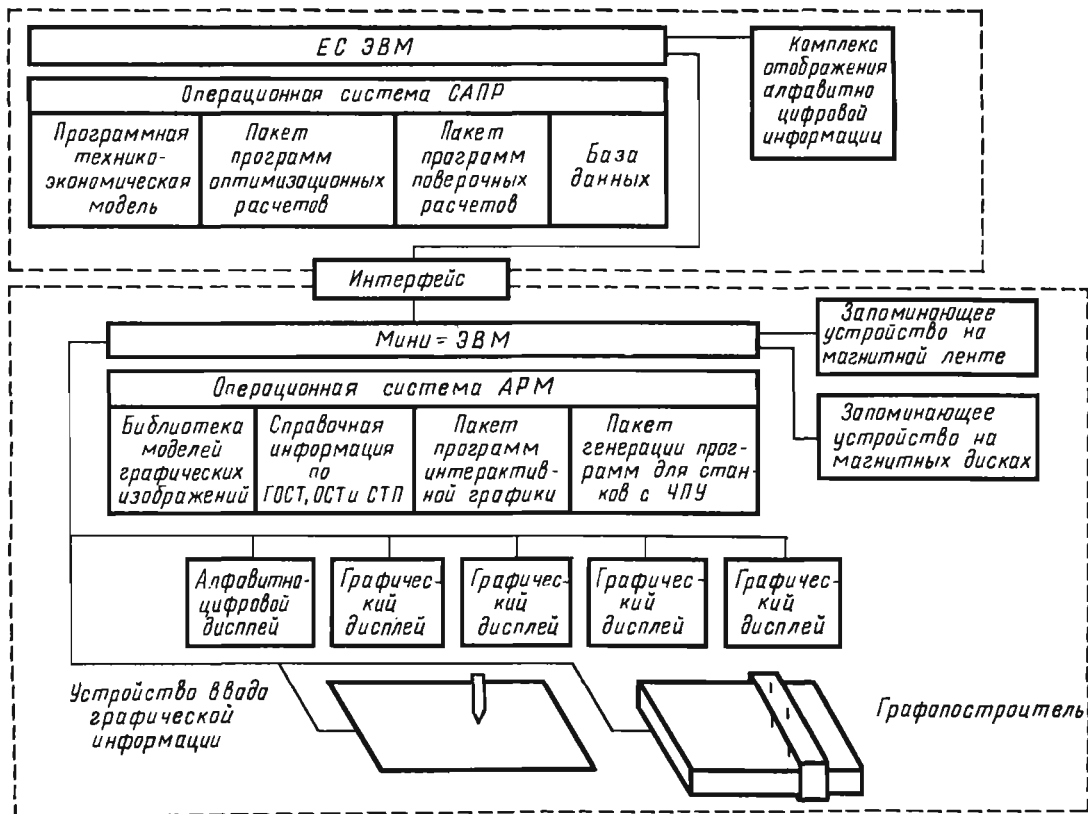


Рис. 10.10. Принципиальная схема САПР АД при двухуровневой структуре вычислительных средств

ные узлы, необходимые для заказа технологического оборудования.

При разработке рабочих проектов базовых двигателей, их модификаций и специализированных исполнений изготовление рабочих чертежей ведется подсистемой конструкторского проектирования по данным, находящимся в подсистеме автоматизированного ведения документации, либо задаваемым конструктором в диалоговом режиме. В случае необходимости выполняются оптимизационные и проверочные расчеты.

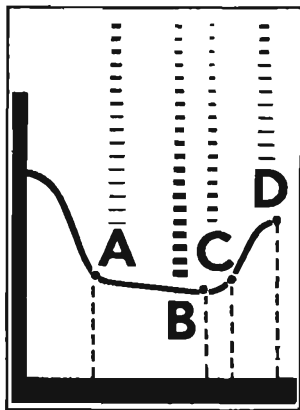
Технико-экономический эффект от внедрения САПР АД достигается за счет следующих факторов: повышения качества проектируемых изделий; повышения производительности труда расчетчиков в 6...7 раз; ожидаемого повышения производительности при разработке и выпуске чертежей в 3...5 раз.

Общее сокращение сроков проектирования и конструирования, включая изготовление и испытания образцов, на 10...15%.

Кроме того, САПР АД позволяет в процессе проектирования получить эффект за счет более глубокой расчетной и конструкторской проработки различных вариантов исполнения.

Вопросы для самоконтроля

1. Какой критерий положен в основу оптимального проектирования серий асинхронных двигателей?
2. Каким математическим аппаратом пользуются при оптимальном проектировании серий асинхронных двигателей?
3. Какие основные исходные данные принимают при оптимальном проектировании серии двигателей?
4. Как осуществляется увязка номинальной мощности машин серий с установочными размерами?
5. Как выбирают внешние диаметры и длины сердечника статора?
6. Из каких основных элементов состоит система автоматизированного проектирования двигателей?



Надежность асинхронных двигателей

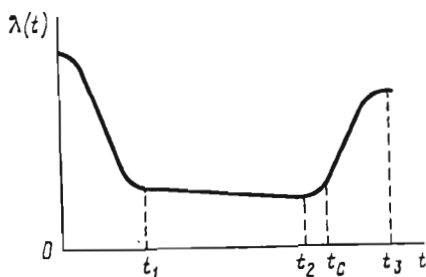
Асинхронные двигатели — самые распространенные электрические машины. Повышение их надежности и долговечности обеспечивает большой технико-экономический эффект в различных отраслях народного хозяйства. Основными показателями надежности асинхронных двигателей являются интенсивность отказов и вероятность безотказной работы. В результате совершенствования конструкции и технологии изготовления современных асинхронных двигателей вероятность их безотказной работы за время 10 тыс. ч удалось довести до 0,95. Долговечность асинхронных двигателей определяется их гамма-процентным ресурсом, который в современных двигателях составляет 20 тыс. ч с вероятностью 0,9.

11.1. Причины и характер отказов электродвигателей

Изучение материалов эксплуатации асинхронных двигателей в различных отраслях народного хозяйства показало, что 85 ... 95 % отказов происходит из-за повреждения обмотки статора; 2 ... 5 % отказов — из-за повреждения подшипников. Асинхронные двигатели малой и средней мощности имеют в основном всыпную обмотку. В такой обмотке около 93 % отказов приходится на межвитковые замыкания, 5 % — на повреждения межфазовой изоляции и 2 % — на повреждения корпусной изоляции.

Причинами отказов являются низкое качество изготовления двигателей (30 ... 35 %), недостатки эксплуатации (35 ... 50 %) и несоответствие конструктивного исполнения двигателей условиям эксплуатации (15 ... 35 %). В эксплуатации двигатели отказывают в основном из-за отсутствия или неудовлетворительного состояния тепловой защиты, так как при использовании плавких предохранителей двигатели не защищены от недопустимого повышения тока при работе на двух фазах. Существенно влияют на надежность

двигателей частота их включения и влажность окружающей среды. При частых включениях и реверсах быстрее разрушаются сепараторы подшипников, а в обмотках возникают значительные динамические усилия и коммутационные перенапряжения, снижающие надежность обмотки. При работе двигателя в условиях повышенной влажности в изоляционных материалах происходят процессы адсорбции влаги, особенно при недостаточно качественной пропитке, что значительно снижает их электрическую прочность. Наличие



влаги может также привести к ухудшению качества смазки подшипниковых узлов.

Применение двигателей в защищенном исполнении на предприятиях с повышенным содержанием пыли приводит к более частым повреждениям обмотки статора по сравнению с двигателями в закрытом обдуваемом исполнении. То же имеет место при эксплуатации двигателей в условиях повышенной температуры окружающей среды. Всего 10...12% двигателей выходят из строя

Рис. 11.1. Зависимость интенсивности отказов от времени t наработки двигателя

в результате процессов износа и старения. Асинхронный двигатель — изделие ремонтируемое. Однако при отказе обмотки статора, требующем полной ее перемотки, стоимость ремонта примерно равна стоимости изготовления нового электродвигателя. Поэтому в случае такого отказа асинхронный двигатель с экономической точки зрения можно рассматривать как неремонтируемое изделие.

Одним из основных показателей надежности двигателей является интенсивность отказов

$$\lambda(t) = n_{\text{отк}}(t) / (N_{\text{ср}} \Delta t). \quad (11.1)$$

Этот показатель определяется по статическим данным при испытаниях на надежность, как отношение количества отказавших двигателей $n_{\text{отк}}(t)$ к среднему количеству $N_{\text{ср}}$ исправно работавших в течение интервала времени Δt .

В процессе эксплуатации интенсивность отказов $\lambda(t)$ асинхронных двигателей изменяется по кривой (рис. 11.1). Эту кривую можно разбить на три характерных периода. Первый период от 0 до t_1 называют *периодом приработки*. В этот период отказывают электродвигатели, имеющие скрытые производственные дефекты, не выявленные при техническом контроле на заводе-изготовителе. По мере выявления этих дефектов интенсивность отказов $\lambda(t)$ постепенно уменьшается до некоторого постоянного значения. При на-

дежном контроле и включении в его программу приработочных испытаний рассматриваемый участок кривой может отсутствовать.

Далее в период нормальной эксплуатации от t_1 до t_2 главной причиной отказов являются аварии, недопустимые перегрузки, неправильные условия эксплуатации и т. п. В этот период, когда скрытые дефекты уже выявлены, а старение изоляции еще незначительно, двигатели чаще всего выходят из строя из-за повреждения обмоток, если они недостаточно защищены от проникновения влаги или если имеет место большая скорость нарастания температуры при заторможенном роторе.

В течение периода от t_2 до t_3 отказы вызываются в основном износом и старением элементов двигателя. Этому участку кривой изменения $\lambda(t)$ соответствует нормальный закон распределения вероятностей отказов. Ресурс двигателей должен быть рассчитан до времени t_c , т. е. до начала интенсивного износа и старения элементов конструкции. Основное влияние на интенсивность отказов в рассматриваемом периоде оказывает температура изоляции обмотки статора и ротора (в двигателях с фазным ротором), от которой зависит интенсивность ее старения. Снижение нагрева изоляции повышает срок службы двигателей, однако снижать температуру при номинальном режиме работы нецелесообразно, так как для повышения надежности электромашиностроительные заводы изготовляют двигатели с запасом по превышению температуры в номинальном режиме на $7 \dots 10^\circ\text{C}$, а сами превышения температуры установлены для крайне редкой в эксплуатации температуры охлаждающей среды $+40^\circ\text{C}$. Нагрузки асинхронных двигателей в эксплуатации, как правило, ниже номинальных. Так, например, двигатели насосов и вентиляторов нагружены по мощности в среднем на $70 \dots 75\%$, а двигатели электропривода станков — около 20% .

11.2. Показатели надежности

Основным фактором, определяющим надежность работы какого-либо объекта, обычно служит время его работы t до возникновения отказа. Математическим аппаратом теории надежности является теория вероятности, так как время t — случайная величина.

В теории надежности используют следующие показатели:

1. Интенсивность отказов (см. § 11.1).
2. Вероятность отказа $Q(t)$ за время t , т. е. вероятность того, что время работы t двигателя меньше некоторого заданного времени τ (заданной наработки):

$$Q(t) = P(t < \tau) = \int_0^{\tau} f(t) dt = F(t), \quad (11.2)$$

где $F(t)$ — функция распределения времени работы до отказа; $f(t) = dF(t)/dt$ — плотность этого распределения, которую можно

рассматривать как частоту отказов $a = n_{\text{отк}}(t)/N\Delta t$; N — количество двигателей в начале испытаний.

3. Вероятность безотказной работы за время t , т. е. вероятность того, что в пределах заданной наработки τ отказ двигателя не возникает (время безотказной работы больше τ):

$$P(t) = 1 - Q(t) = [N - n_{\text{отк}}(t)]/N = f(t)/\lambda(t). \quad (11.3)$$

4. Средняя наработка до отказа (математическое ожидание наработки двигателя до первого отказа):

$$T = \int_0^{\infty} t f(t) dt = \int_0^{\infty} P(t) dt. \quad (11.4)$$

Средняя наработка до отказа равна площади под кривой вероятности безотказной работы. При испытаниях на надежность она определяется формулой $T = \sum_{i=1}^N (t_i/N)$, где t_i — время безотказной работы i -го двигателя.

5. Средняя наработка на отказ:

$$t_{\text{ср}} = \sum_{i=1}^N (t_i/n_{\text{отк}}). \quad (11.5)$$

Теория надежности устанавливает следующие зависимости указанных показателей от интенсивности отказов $\lambda(t)$:

$$\left. \begin{aligned} P(t) &= e^{-\int_0^t \lambda(t) dt}; \\ f(t) &= a(t) = \lambda(t) e^{-\int_0^t \lambda(t) dt}; \\ T &= \int_0^{\infty} e^{-\int_0^t \lambda(t) dt} dt. \end{aligned} \right\} \quad (11.6)$$

На основании статистических данных об отказах асинхронных двигателей общего применения установлено, что период приработки составляет у них 4 тыс. ч, а распределение вероятности безотказной работы в этот период можно описать законом Вейбулла с параметрами распределения $\alpha = 0,217$ и $\lambda_0 = 1/54,7$:

$$P(t) = e^{-\lambda_0 t^\alpha} = e^{-t^{0,217/54,7}}. \quad (11.7)$$

Плотность вероятности отказов при этом распределении

$$f(t) = \alpha \lambda_0 t^{(\alpha-1)} e^{-\lambda_0 t^\alpha} = (0,217/54,7) t^{(0,217-1)} e^{-t^{0,217/54,7}},$$

а интенсивность отказов

$$\lambda(t) = \alpha \lambda_0 t^{(\alpha-1)} = (0,217/54,7) t^{(0,217-1)}.$$

Период нормальной работы составляет 20 тыс. ч. При этом принимают интенсивность отказов $\lambda(t) = \text{const}$, вследствие чего вероятность безотказной работы соответствует экспоненциальному закону распределения

$$P(t) = e^{-\lambda t} = e^{-t/54,7}. \quad (11.8)$$

Средняя наработка на отказ в этот период $T = 1/\lambda$, а плотность распределения отказов

$$f(t) = \lambda e^{-\lambda t} = (1/54,7) e^{-t/54,7}.$$

Часто распределение времени наработки до отказа электрических машин $Q(t)$, вызванного износом и старением, описывают с помощью нормального усеченного закона, который получается из нормального при ограничении интервала возможных значений этой величины. Плотность усеченного нормального распределения

$$\tilde{f}(t) = c f(t), \quad (11.9)$$

где $f(t) = [1/(\sigma\sqrt{2\pi})] e^{-(t-\alpha)^2/(2\sigma^2)}$ — плотность нормального распределения (α — его математическое ожидание, σ — среднеквадратическое отклонение); $c = 1/[\Phi(u_2) - \Phi(u_1)]$ — нормирующий множитель; Φ — нормированная функция Лапласа (определяется по таблицам, приведенным в книгах по надежности); $u_1 = (t_1 - \alpha)/\sigma$; $u_2 = (t_2 - \alpha)/\sigma$, t_1 и t_2 — интервалы, ограничивающие возможные значения случайной величины $\tilde{f}(t)$.

Для оценки отказов, возникающих в результате износа, часто используют также логарифмически нормальное распределение, при котором логарифм $Q(t)$ распределен по нормальному закону.

Вероятность безотказной работы для двигателей серии АИ за время 1 тыс. ч составляет 0,95, т. е. надежность их значительно больше по сравнению с машинами предыдущих серий. Это достигнуто путем снижения нагрева обмотки статора, повышения класса нагревостойкости изоляционных материалов и механической прочности эмальпроводов, снижением вибрации, применением рациональной технологии. Для обеспечения надежной защиты двигателей серии АИ скорость нарастания температуры при заторможенном роторе у них снижена до 10°С/с. Расширено применение встроенной температурной защиты.

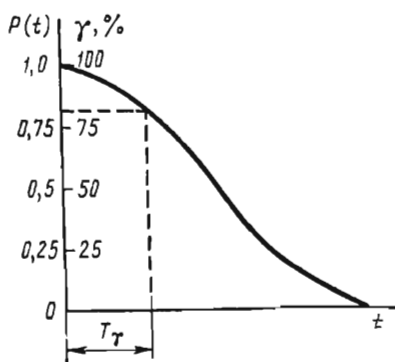


Рис. 11.2. Зависимость вероятности безотказной работы от времени и определение гамма-процентного ресурса

Долговечность двигателей характеризуется гамма-процентным ресурсом (T_γ), т. е. наработкой машины до первого отказа с вероятностью γ (%).

Исходя из условий эксплуатации двигателей в номинальном режиме при температурах, близких к предельно допустимым для принятого класса нагревостойкости системы изоляции, гамма-процентный ресурс асинхронных двигателей установлен 20 тыс. ч; он определяется техническим ресурсом обмотки статора. На рис. 11.2 показаны кривая изменения вероятности безотказной работы от времени t . Гамма-процентный ресурс определяется как время работы двигателя T_γ при установленном значении γ (%).

Для двигателей серии 4А гамма-процентный ресурс составляет 20 тыс. ч с вероятностью 0,8...0,85, а для двигателей серии АИ — с вероятностью 0,9. Указанные показатели надежности и долговечности гарантируются заводами-изготовителями при условии эксплуатации двигателей в режимах, близких к номинальным в части температуры, числа пусков, условий окружающей среды, механических воздействий и др., а также при обеспечении надлежащей защиты от перегрузок и других аварийных режимов и соблюдении правил эксплуатации и технического обслуживания.

11.3. Математические модели надежности обмотки статора

Обмотка статора асинхронного двигателя с точки зрения надежности является системой, элементы которой соединены последовательно и резервирование отсутствует. Поэтому вероятность $P_{об}(t)$ безотказной работы обмотки за время t равна произведению вероятностей безотказной работы $P_в(t)$ межвитковой, $P_м(t)$ межфазной и $P_к(t)$ корпусной изоляций:

$$P_{об}(t) = P_в(t) P_м(t) P_к(t). \quad (11.10)$$

Составляющие (11.10) зависят от надежности элементов соответствующего вида изоляции. За элемент витковой изоляции принимается изоляция между парой соседних витков, за элемент корпусной — изоляция одного паза или его части, за элемент межфазной — изоляция межфазной прокладки или ее части.

Расчетные и экспериментальные исследования показали, что вероятность безотказной работы межфазной и корпусной изоляции значительно выше, чем витковой. Так, например, для наработки $\tau = 10$ тыс. ч имеем $P_к(t) P_м(t) = 0,999$, а для $\tau = 20$ тыс. ч. — $P_к(t) \times P_м(t) = 0,995$. Поэтому при выполнении расчетов надежности всыпной обмотки можно ограничиться расчетом надежности витковой изоляции, выполнив затем соответствующую корректировку расчетов.

Для обмоток асинхронных двигателей разработаны две математические модели надежности. Обе они основаны на известной в теории надежности «модели прочности», связывающей случайную

величину «прочность» со случайной величиной «нагрузка». В первой математической модели в качестве параметра, характеризующего «прочность изоляции», принято пробивное напряжение $U_{пр}$ элемента изоляции, а за «нагрузку» принимают приложенное к элементу электрическое напряжение $U_{п}$. Во второй модели «прочность изоляции» характеризуют ее дефектностью (количеством дефектов на единицу длины или площади). Элементами межвитковой изоляции считаются два проводника, расположенные рядом в пазу или в лобовой части обмотки и разделенные изоляционным промежутком. Для безотказной работы обмотки необходимым условием является исправность всех входящих в нее элементов, так как пробой изоляции между парой соседних проводников приводит к отказу всей обмотки. При этом предполагается, что все элементы обмотки одинаковы и отказывают независимо друг от друга.

При рассмотрении первой модели для витковой изоляции исходят из того, что отказ произойдет тогда, когда напряжение $U_{п}$, приложенное к соседним проводникам, превышает пробивное напряжение $U_{пр}$ межвитковой изоляции в данном месте. Следовательно, вероятность P_a того, что элемент витковой изоляции не выйдет из строя, будет равна вероятности, что его пробивное напряжение $U_{пр}$, характеризующее электрическую прочность изоляции, превосходит приложенное к данному элементу коммутационное перенапряжение $U_{п}$. Приложенное и пробивное напряжения — случайные величины. Поэтому

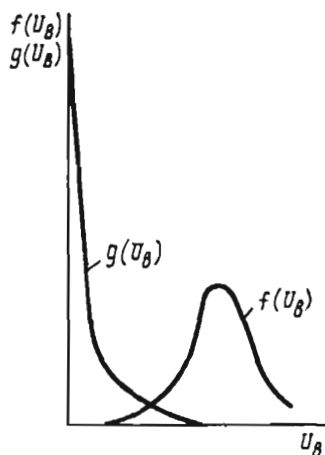


Рис. 11.3. Графическая интерпретация математической модели надежности межвитковой изоляции: $g(U_{в})$ — плотность распределения напряжений, приложенных между витками; $f(U_{в})$ — плотность распределения пробивных напряжений

$$P_a(U_{пр} > U_{п}) = \int_0^{\infty} f(U_{в}) g(U_{в}) dU_{в}, \quad (11.11)$$

где $f(U_{в})$ и $g(U_{в})$ — соответственно плотности распределения пробивного и приложенного напряжений; $U_{в}$ — напряжение, действующее на витковую изоляцию.

На рис. 11.3 приведена графическая интерпретация приведенной математической модели.

Для любого значения приложенного напряжения $U_{п}$ с плотностью распределения вероятности $g(U_{в})$ вероятность того, что пробивное напряжение $U_{пр}$ обмотки, состоящей из n элементов, превышает напряжение $U_{п}$, равна

$$P_{06} = \int_0^{\infty} g(U_n) [1 - F(U_n)]^n dU_n, \quad (11.12)$$

где $F(U_n)$ — функция распределения пробивного напряжения межвитковой изоляции.

Формула (11.12) выражает математическую модель надежности межвитковой изоляции обмотки, состоящей из n пар проводников.

Вычисление надежности по (11.11) и (11.12) требует определе-

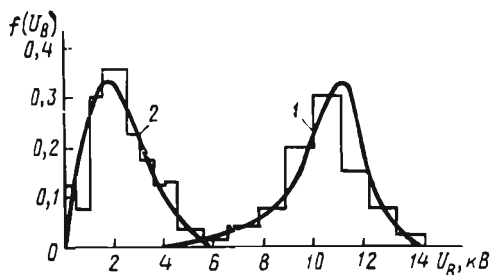


Рис. 11.4. Кривые плотности распределения пробивных напряжений витковой изоляции: 1 — для новой изоляции, 2 — после установившейся наработки (после ускоренных испытаний)

ния соответствующих плотностей распределения напряжений $f(U_n)$ и $g(U_n)$ в аналитическом виде и их интегрирования. Точность вычислений зависит от соответствия принятых допущений реальным физическим процессам в изоляции обмотки, точности аппроксимации экспериментальных данных аналитическим выражениям и пр.

На рис. 11.4 в качестве примера приведены кривые плотности распределения

пробивных напряжений $f(U_n)$ для обмотки статора одного из серийных двигателей мощностью до 100 кВт с эмалевой витковой изоляцией. Наиболее часто для описания распределения пробивного напряжения элементов изоляции используют закон Вейбулла

$$F(U_n) = 1 - \exp(-U_n^\alpha / U_0). \quad (11.13)$$

При этом плотность распределения

$$f(U_n) = \frac{\alpha}{U_0} U_n^{\alpha-1} \exp\left(-\frac{U_n^\alpha}{U_0}\right), \quad (11.14)$$

где α , U_0 — параметры распределения, зависящие от воздействующих факторов и времени.

Соответствие этого закона эмпирическим кривым было проверено несколькими методами на большом числе статоров асинхронных двигателей и показало хорошее совпадение. При этом, как видно из рис. 1.14, в процессе эксплуатации происходит довольно существенное изменение зависимостей $f(U_n)$, так как по мере старения изоляции в ней начинают преобладать микроучастки с низким пробивным напряжением.

Коммутационные перенапряжения, приложенные к обмотке статора, носят импульсный характер. Способность изоляции противостоять импульсным перенапряжениям характеризуют коэффициентом импульсной прочности $k_{имп} = \bar{U}_{имп} / (\sqrt{2} \bar{U})$, где $\bar{U}$ — среднее

пробивное напряжение при частоте 50 Гц; $\bar{U}_{\text{имп}}$ — то же, при импульсном напряжении. Результаты проведенных исследований показывают, что импульсное напряжение более опасно, чем напряжение промышленной частоты. Для эмали-проводов $k_{\text{имп}}$ с увеличением наработки уменьшается, для стекловолоконистой изоляции — увеличивается.

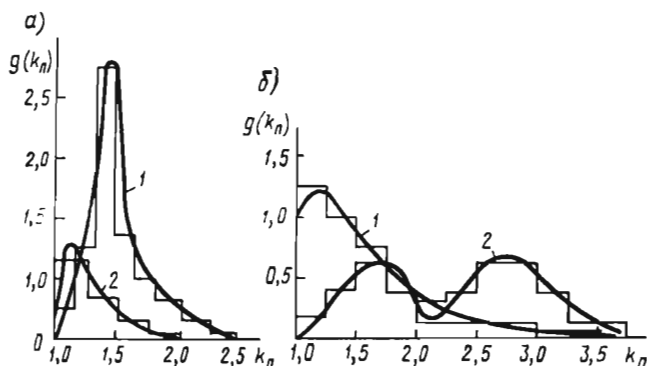


Рис. 11.5. Кривые плотности распределения кратности коммутационных перенапряжений:

а — при отключении электродвигателей, б — при включении; 1 — на холостом ходу, 2 — при заторможенном роторе

Напряжение $U_{\text{п}}$, приложенное к секции обмотки статора, определяется величиной фазного напряжения, коммутационными перенапряжениями и взаимным расположением проводников в секции и пазу статора. Коммутационные перенапряжения зависят от многих факторов: вида коммутации (включение, отключение, реверс), волновых параметров обмотки двигателя, типа коммутационного аппарата и др. Поэтому кратность коммутационных перенапряжений имеет случайный характер и может быть в 10 раз больше номинального напряжения. В математическую модель расчета надежности изоляции обмоток электрических машин коммутационные перенапряжения вводятся в виде плотности распределения или в виде фиксированных уровней напряжения. Кратность коммутационных перенапряжений $k_{\text{н}} = U_{\text{мк}} / (\sqrt{2} U_{\text{ф}})$, где $U_{\text{мк}}$ — амплитуда коммутационного перенапряжения; $U_{\text{ф}}$ — номинальное фазное напряжение двигателя. На рис. 11.5 приведены в качестве примера кривые плотности распределения кратностей коммутационных перенапряжений $g(k_{\text{н}})$ относительно корпуса для одного из серийных двигателей мощностью до 100 кВт. На основе статистической обработки большого числа осциллограмм, снятых при исследовании ряда асинхронных двигателей, была получена обобщенная кривая плотности распределения кратностей коммутационных перенапряжений, приведенная на рис. 11.6. Эту кривую можно аппроксимировать

суперпозицией двух законов распределения: усеченного нормального с математическим ожиданием $k_n=1$ и усеченного распределения Коши с модой $k_n=3$. При этом

$$g(k_n) = \frac{1}{2\pi} \exp[-(k_n-1)^2/0,08] + 0,35/[1+(k_n-3)^2]. \quad (11.15)$$

Напряжение U_n , воздействующее на элементы витковой изоляции обмотки статора, зависит также от распределения коммутационных перенапряжений по длине обмотки (по секциям и виткам),

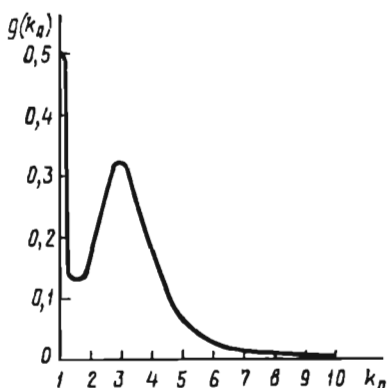


Рис. 11.6. Кривая плотности распределения кратности коммутационных перенапряжений

а для всыпных обмоток и от распределения проводников в пазу. В результате проведенных экспериментальных исследований было установлено, что в асинхронных двигателях напряжением до 1000 В длительность переднего фронта коммутационных перенапряжений обычно составляет $t_f \geq 7$ мкс и что при такой длительности максимальные напряжения распределяются равномерно по секциям и виткам. Однако перемешивание проводников при укладке их в пазы увеличивает напряжение между парами соседних проводников, что обусловли-

вает неравномерность распределения напряжений U_n по отдельным виткам. Экспериментальная проверка расположения проводников всыпной обмотки в полузакрытых пазах на двигателях различных типоразмеров показала, что вероятность распределения проводников в пазу

$$P(l_j) = \ln(w_c/l_j)/(0,98w_c - 1,6), \quad (11.16)$$

где w_c — количество проводников в секции; l_j — порядковый номер проводника в соответствии с последовательностью их намотки на шаблон (рис. 11.7). На рис. 11.8 изображены кривые 2, 3, и 4 распределения вероятности $P(l_j)$, полученные из опыта для секций с 18, 32 и 72 витками и теоретические кривые 1, построенные по уравнению (11.16). Сравнение кривых 1 с кривыми 2, 3, и 4 подтверждает хорошее совпадение формулы (11.16) с экспериментальными результатами. При этом установлено, что вследствие перемешивания проводников при всыпании их в полузакрытый паз напряжение между ними составляет в среднем 25% напряжения, приложенного ко всей секции, это снижает надежность всыпной обмотки по сравнению с обмоткой, у которой проводники секции расположены в пазу упорядоченно.

Таким образом, распределение приложенных напряжений между соседними витками с учетом распределения проводников в пазу

$$g(U_n) = \sum_{j=1}^{\omega_c} P(l_j) \frac{\omega_c}{U_c l_j} g(k_n), \quad (11.17)$$

а вероятность безотказной работы

$$P_n = \left[\int_{U_n/k_n}^{U_n} g(U_n) e^{-(n/U_0)(U_n/k_{\text{нпн}})^2} dU_n \right]^v. \quad (11.18)$$

Согласно рассмотренной математической модели надежность витковой изоляции определяют по следующей методике:

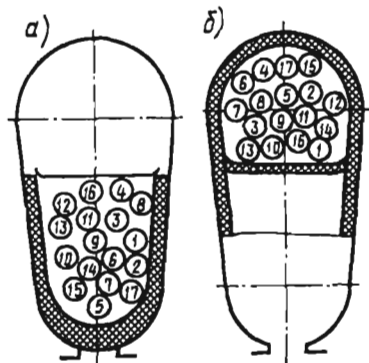


Рис. 11.7. Распределение проводников в пазу при двухслойной обмотке:

a — сторона катушки, уложенная в верхний слой, *б* — сторона катушки, уложенная в нижний слой; 1...17 — номера проводников

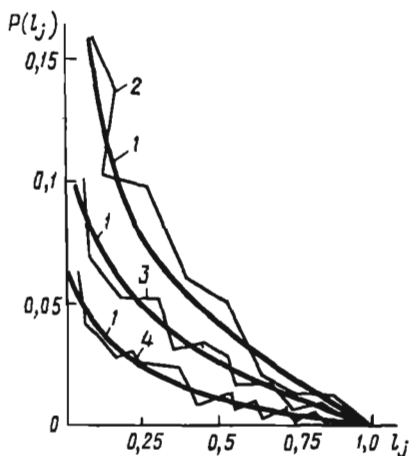


Рис. 11.8. Кривые вероятности распределения проводников в пазу при всыпной обмотке

1. Определяют количество элементов n модели по формуле, полученной из расчета среднего числа проводников, с которыми соприкасается каждый проводник в пазу

$$n = 2,7N = 2,7\omega_c z,$$

где N — число эффективных проводников в обмотке; ω_c — число эффективных проводников в секции; z — число сторон секции в пазу (для однослойной обмотки $z=1$, для двухслойной $z=2$); z — число пазов.

2. Определяют общую наработку τ , в течение которой следует определить вероятность безотказной работы $P_B(t)$, и разбивают ее на ряд интервалов Δt_i таким образом, чтобы значения параметров распределения $\lg U_0$ и α пробивного напряжения $U_{пр}$ межвитковой изоляции в каждом интервале времени могли быть приняты постоянными.

3. Определяют вероятность отказа межвитковой изоляции $Q(\Delta t_i)$ для каждого интервала времени Δt_i при одном включении двигателя. Расчеты следует проводить с помощью ЭВМ. При этом должны быть известны: параметры распределения $g(k_n)$ кратности коммутационных перенапряжений, вероятность распределения $P(l_j)$ проводников всыпной обмотки в пазу, а также плотность распределения пробивных напряжений изоляции $f(U_B)$. С учетом (11.7)...(11.13) вероятность отказа

$$Q(\Delta t_i) = \frac{1}{0,98w_c - 1,6} \sum_{l_j=1}^{w_c-1} \ln \frac{w_c}{l_j} \int_1^{10} \left[\frac{1}{2\pi} e^{-(k_n-1)^{2/0,08}} + \right. \\ \left. + \frac{0,35}{1 + (k_n - 3)^2} \right] \left[1 - e^{-n/U_{0i}} \left(\frac{k_n l_j U_{m\phi}}{0,9w_c q} \right)^{\alpha_i} \right] dk_n. \quad (11.19)$$

Здесь U_{0i} , α_i — значения параметров распределения пробивных напряжений для каждого интервала времени Δt_i ; $U_{m\phi}$ — амплитуда фазного напряжения; q — количество последовательно соединенных секций в обмотке. Число членов ряда, выражающего распределение кратностей коммутационных перенапряжений k_n , принимается равным 10.

4. Определяют вероятность безотказной работы межвитковой изоляции в интервале времени Δt_i при одном включении двигателя:

$$P(\Delta t_i) = 1 - Q(\Delta t_i). \quad (11.20)$$

5. Определяют вероятность $P(\Delta t_i)v_i$ безотказной работы межвитковой изоляции для каждого интервала времени Δt_i , с учетом количества включений двигателей $v_i = f_{вкл} \Delta t_i$ за время Δt_i ($f_{вкл}$ — средняя частота пусков двигателя в час):

$$P(\Delta t_i)v_i = [1 - Q(\Delta t_i)]^{v_i}. \quad (11.21)$$

6. Определяют вероятность безотказной работы межвитковой изоляции $P_B(t)$ в функции времени. Для этого последовательно перемножают значения $P(\Delta t_i)$ и v_i для всех интервалов времени $N = \tau/\Delta t_i$:

$$P_B(t) = \prod_{i=1}^N [P(\Delta t_i)v_i]. \quad (11.22)$$

Более подробно методика расчета надежности межвитковой изоляции обмотки статора на основе рассматриваемой математической

модели, а также методика расчета корпусной и межфазной изоляции изложены в [4, 27].

Вторая математическая модель надежности для витковой изоляции асинхронных двигателей, а также межфазной и корпусной изоляции основана на учете дефектности как параметра, определяющего надежность.

На базе этой модели разработан отраслевой стандарт ОСТ 16.0.800.821—81 для расчета надежности всыпных обмоток асинхронных двигателей. Методика расчета, изложенная в ОСТ 16.0.800.821—81, требует применения ЭВМ. Поэтому на базе полной методики расчета разработана упрощенная методика, погрешность которой не превышает 20% при значениях вероятности безотказной работы обмотки $P_{об}(t) \geq 0,7$.

Построение рассматриваемой модели основывается на следующих положениях [4, 27]. Возникающие при пуске, отключении и реверсировании двигателей коммутационные перенапряжения вызывают пробой изоляции на поврежденных участках с пониженным пробивным напряжением. Пробой изоляции, как правило, происходит в результате перекрытия по ее поверхности промежутка между поврежденными участками.

Важнейшим параметром изоляции, определяющим ее надежность, является дефектность λ , т. е. среднее число повреждений n на единицу измерения L (площади или длины): $\lambda = n/L$. При этом дефектом считается сквозное повреждение изоляции, пробивное напряжение которого не выше напряжения перекрытия по поверхности промежутка изоляции длиной, равной ее толщине. Дефект может возникнуть при поставке обмоточного эмалированного провода или других элементов изоляции и в процессе изготовления обмотки (порезы, проколы, задиры, трещины) или образоваться в результате старения (трещины). Состояние поверхности также оказывает влияние на надежность, так как определяет электрическую прочность перекрытия E . Дефектность определяется исходя из предположения, что дефекты расположены по длине провода случайно и распределены по длине по закону Пуассона.

Вероятность пробоя изоляционного промежутка при единичном воздействии импульса коммутационного перенапряжения

$$Q_{1z} = P(U_k > U_{пр}) P(U_k > U_{min}), \quad (11.23)$$

где $U_{пр} = zE$ — пробивное напряжение; z — длина промежутка между дефектами; U_k — коммутационное перенапряжение, приходящееся на промежуток; U_{min} — минимальное значение пробивного напряжения.

Вероятность безотказной работы системы из n изоляционных промежутков

$$P_n = (1 - Q_{1z})^n. \quad (11.24)$$

При расчете вероятности отказа витковой изоляции учитывают только плотно касающиеся участки соседних витков. Вероятность

пробоя зависит от коэффициента заполнения паза проводниками обмотки и ориентации проводов в пазу. Коэффициент заполнения паза определяет число плотно касающихся участков и, следовательно, пробивное напряжение, а ориентация проводов в пазу — распределение перенапряжений между касающимися витками.

Возможный путь пробоя изоляционного промежутка между соседними проводниками 1 и 4 состоит из двух участков толщиной d_1 и d_2 (рис. 11.9, а) от проводников к поверхности изоляционного покрытия и промежутка y между этими участками. Каждый участ

сток изоляционного промежутка может быть заполнен изоляционным материалом (эмалью или пропиточным лаком) или воздухом. Реально могут пробиваться только плотно касающиеся провода с поврежденной изоляцией, т. е. в случае, когда имеются повреждения на прилегающих участках d_1 и d_2 , а участок y отсутствует или заполнен воздухом.

Перекрытие промежутков между токоведущими частями происходит в результате воздействия коммутационных перенапряжений.

В рассматриваемой методике распределение этих напряжений аппроксимируется суперпозицией двух нормальных законов, причем для упрощения расчета учитывается только правая часть закона распределения коммутационных перенапряжений. Учитывается также, что не каждое перекрытие перенапряжением промежутка с дефектом приводит к отказу, так как при перекрытии по поверхности, в отличие от пробоя по толщине, не происходит значительного разрушения изоляции, но при каждом перекрытии пробивное напряжение $U_{пр}$ несколько уменьшается. В результате проведенных исследований получена эмпирическая формула для определения вероятности возникновения короткого замыкания при одном перекрытии:

$$P(\text{к.з.}) = 1 - \exp \left[- \left(\frac{7 \cdot 10^{-3} U_m + 0,154 \cdot 10^{-3} \bar{U}_k}{z} \right) \right], \quad (11.25)$$

где U_m — амплитудное значение рабочего напряжения, кВ, приходящееся на одну секцию обмотки; $\bar{U}_k$ — среднее значение коммутационного перенапряжения, кВ, приходящееся на секцию. Распределение напряжения перекрытия промежутков в местах дефектов принято нормальным.

Исходную дефектность изоляции (число дефектов на единице длины провода) можно принять равной

$$\lambda_0 = -\ln(1 - q_1)(k_{пр}/l_{обр}), \quad (11.26)$$

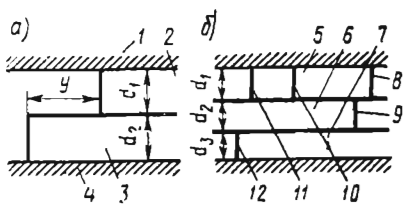


Рис. 11.9. Возможные пути пробоя межвитковой (а) и корпусной (б) изоляции:

1, 4 — проводники, 2, 3 — слои витковой изоляции, 5 ... 7 — слои корпусной изоляции, 8 ... 12 — дефекты в слоях изоляции

где q_1 — вероятность наличия хотя бы одного дефекта в изоляции провода длиной 100 мм после укладки обмотки; $k_{пр}$ — коэффициент, характеризующий качество пропитки; $l_{обр}$ — длина образца провода (при отсутствии экспериментальных данных можно принять $q_1 = 0,1 \dots 0,35$; $k_{пр} = 0,3 \dots 0,7$; $l_{обр} = 100$ мм).

В процессе эксплуатации дефектность изоляции возрастает в результате температурных воздействий и динамических усилий при коммутационных операциях (пуск, остановка, реверсирование двигателя). При этом

$$\lambda(t) = \lambda_0 + H_v t, \quad (11.27)$$

где H_v — скорость возрастания дефектов, мм/ч.

При упрощенной методике расчета скорость возрастания дефектов

$$H_v = c_v \exp [a_1 (\bar{\vartheta} - \vartheta_0) - a_2 (\bar{\vartheta} - \vartheta_0)^2 + b f_{вкл}], \quad (11.28)$$

где $\bar{\vartheta}$ — средняя температура обмотки статора для изоляции данного класса нагревостойкости; ϑ_0 — максимальная допустимая температура изоляции (для класса В эти значения составляют 120 и 130°C, класса F — 140 и 155, класса H — 165 и 180°C); $f_{вкл}$ — расчетная частота включения двигателя. В зависимости от частоты включения (частоты пусков) возможные условия эксплуатации асинхронных двигателей подразделяются на три группы: с нормальной, повышенной частотой и с частыми пусками (ОСТ 0.510.037—78). Для каждой группы установлены наиболее вероятные значения и интервалы частоты пусков. Например, для условий, соответствующих нормальной частоте пусков, $f_{вкл} = 2 \dots 10$ 1/ч. Коэффициенты c_v , a_1 , a_2 и b в (11.27) для соответствующей изоляции должны быть получены экспериментально. Например, для провода ПЭТВ получены следующие значения: $c_v = 0,33 \cdot 10^{-6}$ 1/(мм·ч); $a_1 = 6 \cdot 10^{-2}$ °C⁻¹, $b = 0,15 \cdot 10^{-2}$ ч; $a_2 = 4 \cdot 10^{-4}$ °C⁻¹.

В [4] для определения скорости H_v рекомендуется следующая формула:

$$H_v = c_v \exp [a_v (\bar{\vartheta} - \vartheta_0 + 0,5 a_v \sigma_{\bar{\vartheta}}^2) + 0,14 \cdot 10^{-2} f_{вкл}], \quad (11.29)$$

где $c_v = (0,1 \dots 0,2) 10^{-6}$ 1/(мм·ч); $a_v = 0,04 \dots 0,08$ °C⁻¹; $\sigma_{\bar{\vartheta}}^2 = 5$ °C — среднеквадратическое отклонение температуры изоляции.

В упрощенную методику расчета витковой изоляции введено понятие элементарного участка длиной $l_{эл}$. Величина $l_{эл}$ определяется из условия, что отказ в месте дефекта на одном из касающихся витков с учетом дефектов на другом витке возможен только в пределах $l_{эл}$. При этом считается, что все дефекты на расстоянии, меньшем или равном $l_{эл}$, совпадают.

При расчете вероятности отказа корпусной изоляции учитывается, что в современных электрических машинах корпусную изоляцию выполняют многослойной и один слой в случае отсутствия повреждений не может быть пробит коммутационным перенапряже-

нием. Путь перекрытия состоит из отдельных участков толщиной d_1 , d_2 и d_3 (рис. 11.9, б), которые имеют нормальное распределение, а расстояния между дефектами 8, 10 и 11 распределены по экспоненциальному закону. В данном случае пробой слоя 5 наиболее вероятен по дефекту 8, так как он расположен ближе к дефекту 9 в слое 6. Поэтому для упрощения расчета при определении надежности корпусной изоляции вероятность пробоя определяют для отдельных элементарных участков, в пределах которых вероятность существования двух дефектов пренебрежимо мала. Дефекты в различных слоях в пределах элементарного участка принимают совпадающими.

Согласно рассматриваемой математической модели вероятность отказа обмотки рассчитывают для последовательных интервалов времени наработки. При этом величина интервала Δt_i выбирается такой, чтобы за это время дефектность изоляции изменялась незначительно. Обычно $\Delta t_i \approx 1000$ ч при $\tau = 10\,000$ ч и $1000 \dots 2000$ ч — в остальных случаях. Дефектность изоляции определяется экспериментально на непропитанных обмоточных проводах, корпусной и межфазной изоляции, уложенных, а затем аккуратно извлеченных из паза. Влияние пропитки обмотки учитывается соответствующим коэффициентом.

Расчет надежности витковой изоляции по упрощенной методике проводят в следующем порядке:

1. Устанавливают условную дефектность изоляции в мм^{-1} до начала эксплуатации двигателя, согласно (11.26).

2. Определяют среднее значение $\bar{U}_k$ и среднее квадратическое отклонение σ_{U_k} коммутационных перенапряжений, приходящихся на одну секцию (катушку) обмотки статора. Эти значения можно принять равными $\bar{U}_k = \bar{U}_{\text{ф.к}}/n_c$; $\sigma_{U_k} = \sigma_{\bar{U}_{\text{ф.к}}}/n_c$, где n_c — число последовательно соединенных секций в фазе; $\bar{U}_{\text{ф.к}}$ и $\sigma_{\bar{U}_{\text{ф.к}}}$ — среднее значение и среднее квадратическое отклонение для фазных коммутационных перенапряжений в асинхронных двигателях. При отсутствии экспериментальных данных можно принять $\bar{U}_{\text{ф.к}} = 1,3 \dots 1,6$ кВ и $\sigma_{\bar{U}_{\text{ф.к}}} = 0,3 \dots 0,4$ кВ.

3. Определяют вероятность пробоя одного элементарного промежутка z витковой изоляции длиной $\Delta_{\text{пр}}$, равной двойной толщине изоляции провода, при воздействии одного импульса перенапряжения и при условии, что на касающихся витках имеются совпадающие дефекты

$$Q_{1z} = 3P(\text{к.з.}) \int_0^1 F \left(\frac{k_n \bar{U}_k - \bar{U}_{\text{пр}}}{\sqrt{k_n^2 \sigma_{U_k}^2 - \sigma_{\bar{U}_{\text{пр}}}^2}} \right) (k_n - 1)^2 k_n dk_n. \quad (11.30)$$

Здесь $\bar{U}_{\text{пр}}$ и $\sigma_{\bar{U}_{\text{пр}}}$ — среднее значение и среднее квадратическое отклонение пробивного напряжения перекрытия по поверхности

изоляции промежутка $\Delta_{\text{пр}}$; $k_{\text{п}}$ — кратность коммутационных перенапряжений (число членов ряда $k_{\text{п}}$ выбирается не менее 10); $P_{(\text{к.з.})}$ — вероятность возникновения короткого замыкания при одном перекрытии [определяется по (11.25)]; $F(x)$ — функция нормального распределения (определяется по специальным таблицам в зависимости от значений $\bar{U}_{\text{к}}$, $\bar{U}_{\text{пр}}$, $\sigma_{\bar{U}_{\text{к}}}$, $\sigma_{\bar{U}_{\text{пр}}}$).

Значения $\bar{U}_{\text{пр}}$ и $\sigma_{\bar{U}_{\text{пр}}}$ (кВ) можно определить по экспериментально установленным уравнениям регрессии в зависимости от толщины изоляции $\Delta_{\text{пр}}$, температуры $\theta_{\text{окр}}$ окружающей среды и ее относительной влажности φ (%):

$$\begin{aligned}\bar{U}_{\text{пр}} = & -0,96 + 1,2\Delta_{\text{пр}} - 0,08\Delta_{\text{пр}}^2 + 0,016\bar{\theta} + 0,05\varphi - \\ & - 0,00035\varphi^2 - 0,00029\bar{\theta}\varphi; \\ \sigma_{\bar{U}_{\text{пр}}} = & 0,19 + 0,07\Delta_{\text{пр}} + 0,0004\bar{\theta}.\end{aligned}\quad (11.31)$$

При упрощенном расчете в [4] рекомендуется

$$\bar{U}_{\text{пр}} = 0,8 \dots 1,0 \text{ кВ и } \sigma_{\bar{U}_{\text{пр}}} = 0,2 \dots 0,3 \text{ кВ.} \quad (11.32)$$

4. Определяют изменение дефектности витковой изоляции от времени наработки при неизменных условиях эксплуатации

$$\lambda(t) = \lambda_0 + H_{\text{в}}t, \quad (11.33)$$

где $H_{\text{в}}$ — скорость роста дефектности изоляции, мм/ч; определяется согласно (11.28) или (11.29).

5. Определяют вероятность возникновения короткого замыкания витковой изоляции по длине касающихся витков в течение времени наработки τ :

$$Q_{\text{з}}(\tau) = 2l_{\text{эл}}gQ_{1\text{з}}f_{\text{вкл}}(\lambda_0^2\tau + \lambda_0H_{\text{в}}\tau^2 + H_{\text{в}}^2\tau^3/3), \quad (11.34)$$

где $l_{\text{эл}} = 0,11 \dots 0,12$ мм — длина элементарного участка, на котором может проявиться дефект изоляции; $g = 0,93\sqrt{k_{\text{з.п}}}$ — вероятность плотного касания соседних витков ($k_{\text{з.п}}$ — коэффициент заполнения паза).

6. Определяют вероятность отказа межвитковой изоляции в течение времени наработки τ при условии, что в предшествующее время не произошел отказ машины:

$$Q_{\text{в}}(\tau) = 1 - [1 - Q_{\text{з}}(\tau)]^{L/l_{\text{эл}}}, \quad (11.35)$$

где L — общая длина пар соседних витков в обмотке, мм.

Длину можно определить по формуле

$$L = (1 - P_{\text{п}})(N_{\text{нар}} + 1,5N_{\text{вн}} - 1,5)k_{\text{сл}}l_{\text{ср}}z_1, \quad (11.36)$$

где $N_{\text{нар}} = \pi g/d_{\text{из}}$ и $N_{\text{вн}} = N_{\text{с}} - N_{\text{нар}}$ — количество проводников, находящихся в наружном и внутреннем слоях секции (по ее перимет-

ру) или в пазу (при однослойной обмотке); $k_{\text{сл}}$ — количество слоев обмотки; z_1 — число пазов; $l_{\text{ср}}$ — средняя длина витка; Π — периметр свободной площади слоя обмотки, мм; $d_{\text{из}}$ — диаметр изолированного провода, мм; $P_{\text{п}}$ — доля пар соседних элементарных витков, принадлежащих одному эффективному витку, т. е. находящихся под одним потенциалом

$$P_{\text{п}} = \left[1 - \left(1 - \frac{n_{\text{эл}} - 1}{N_{\text{с}}} \right)^3 \right] \left(\frac{N_{\text{с}}}{2N_{\text{с}} n_{\text{эл}}} \right), \quad (11.37)$$

где $n_{\text{эл}}$ — число элементарных проводников в одном эффективном; $N_{\text{с}}$ — число элементарных проводников в секции.

7. Определяют вероятность безотказной работы межвитковой изоляции в течение времени τ :

$$P_{\text{в}}(\tau) = 1 - Q_{\text{в}}(\tau). \quad (11.38)$$

8. Определяют вероятность безотказной работы обмотки статора за время τ :

$$P_{\text{обм}}(\tau) = P_{\text{в}}(\tau) P_{\text{к}}(\tau) P_{\text{м}}(\tau). \quad (11.39)$$

Произведение вероятностей $P_{\text{к}}(\tau) P_{\text{м}}(\tau)$ для межфазной и корпусной изоляций можно принять равным 0,999 при $\tau = 10$ тыс. ч.

Более подробно методика расчета надежности обмотки статора на основе рассмотренной математической модели изложена в [4].

11.4. Надежность подшипниковых узлов

Вероятность безотказной работы подшипника за заданную наработку τ

$$P_{\text{п}}(\tau) = \exp - [\tau / (6,84 L_{\text{н}})]^{1,17}, \quad (11.40)$$

где $L_{\text{н}}$ — номинальная 90%-ная долговечность (ресурс подшипника в часах).

Долговечность подшипника определяется двумя факторами: его усталостной выносливостью и абразивным износом. Номинальная 90%-ная долговечность (ч) подшипника, обусловленная его усталостной выносливостью,

$$L_{\text{н}} = 10^6 L / (60 n), \quad (11.41)$$

где $L = (C_{\text{п}} / Q_{\text{п}})^{\omega}$ (млн. об.) — номинальная 90%-ная долговечность; $C_{\text{п}}$ — динамическая грузоподъемность подшипника; $Q_{\text{п}}$ — эквивалентная динамическая нагрузка подшипника; ω — показатель степени, зависящий от типа подшипника (принимается по ГОСТ 18855—73).

Динамическая грузоподъемность подшипника $C_{\text{п}}$ и его динамическая нагрузка определяются по каталогу на подшипники. Динамическая нагрузка $Q_{\text{п}}$ зависит от радиальных и осевых нагрузок на вал двигателя. Температура подшипника, частота его вращения и

вид механической передачи от вала двигателя учитываются поправочными коэффициентами к Q_n и C_n .

Долговечность подшипника L_{hq} , обусловленная абразивным износом, определяется по соответствующим кривым (рис. 11.10) в зависимости от коэффициента износа f_r . Примерные значения этого коэффициента для асинхронных двигателей составляют 3...5. Оно определяется отношением $\Delta r/e_0$, где Δr — допустимое увеличение радиального зазора в подшипнике, мкм; e_0 — постоянная, зависящая от внутреннего диаметра d_n подшипника (значение e_0 изменяется приблизительно линейно от 3,6 при $d_n=20$ мм до 13 при $d_n=150$ мм).

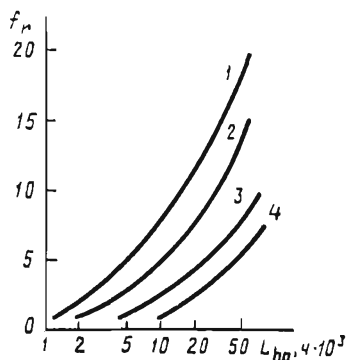


Рис. 11.10. Зависимость коэффициента абразивного износа подшипников от их долговечности: для двигателей малой мощности — кривые 1, 2; средней мощности — 3; большой мощности — 4

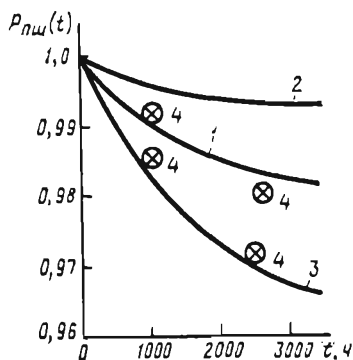


Рис. 11.11. Кривые изменения вероятности безотказной работы подшипников от времени наработки:

1 — экспериментальная кривая, 2, 3 — ее доверительные границы при $\alpha=0,9$; 4 — значения $P_{nsh}(\tau)$, полученные при расчете

Усталостная выносливость подшипника L_h выше его выносливости L_{hq} , обусловленной абразивным износом. Поэтому при работе двигателей в условиях большой запыленности в (11.40) подставляя значение L_{hq} .

Вероятность безотказной работы обоих подшипниковых узлов двигателя

$$P_{nsh}(\tau) = P_{n1}(\tau) P_{n2}(\tau), \quad (11.42)$$

где $P_{n1}(\tau)$ и $P_{n2}(\tau)$ — вероятности безотказной работы каждого из подшипников (в общем случае они имеют различное значение).

На рис. 11.11 приведены кривые изменения вероятности $P_{nsh}(t)$ от времени наработки для одного из двигателей, работающих на угольных шахтах в условиях значительной запыленности. Сравнение результатов расчета (точки 4) с кривой вероятности безотказной работы 1, полученной путем статистической обработки информации об эксплуатационной надежности подшипников (по резуль-

татам их дефектации на ремонтном предприятии), подтверждает правильность приведенной методики расчета.

Одной из распространенных причин увеличения интенсивности отказов подшипниковых узлов и обмотки статора является повышенная вибрация электродвигателя. Обычно она возникает в результате неточного сочленения двигателя с приводным механизмом, значительной неуравновешенности вращающихся масс, повышенными зазорами между телами качения и кольцами подшипников, искажения формы посадочных мест щитов под установку подшипников и их несоосностью, а также мест посадки подшипниковых щитов к корпусу и т. п. Для снижения уровня вибраций и повышения таким путем надежности подшипников и всего двигателя следует, где это возможно по условиям нагрузки, применять шариковые подшипники вместо роликовых. Они обеспечивают более плавный ход тел вращения и менее чувствительны к несоосности деталей подшипниковых узлов из-за наличия технологических допусков. Диаметр подшипника следует выбирать минимально допустимым из условий долговечности, так как уровни вибраций и шумов возрастают с увеличением диаметра подшипника и тел качения. Желательно применение подшипников легких серий и использование подшипников разного типа (роликовых и шариковых), если подшипниковые узлы в машине несут различные нагрузки. Конструкция и технология изготовления элементов подшипниковых узлов должна обеспечивать строгую соосность посадочных мест как для самих подшипников, так и для подшипниковых щитов при их установке в корпус. Для увеличения осевой жесткости подшипниковых щитов в них должны быть предусмотрены ребра. В щитах из алюминиевых сплавов во избежание быстрого износа посадочных мест рекомендуется устанавливать стальные втулки. Для обеспечения нормальной работы подшипниковых узлов их конструкция должна предусматривать подачу достаточного количества смазки в течение установленного срока между ее заменами. Благодаря указанным мероприятиям в двигателях серии АИ удалось значительно снизить уровень вибраций до значений, соответствующих перспективным рекомендациям МЭК, в результате чего увеличилась надежность работы подшипниковых узлов и обмотки статора.

11.5. Мероприятия по повышению надежности двигателей

При проектировании и изготовлении асинхронных двигателей необходимо предусматривать ряд мероприятий по обеспечению их высокой надежности.

Значительно сказывается на надежности электрических машин степень их защиты от внешних воздействий. Повреждения обмоток часто возникают из-за попадания внутрь машины посторонних тел (пыли, дождя, снега, металлической стружки, охлаждающей эмульсии и др.). При исследовании эксплуатационной надежности двига-

телей серий А—АО было установлено, что в электроприводах сравнительно небольшой мощности часто применялись двигатели защищенного исполнения IP23 там, где по условиям окружающей среды или по способу монтажа надо было использовать машины закрытого обдуваемого исполнения IP44. В результате этого происходили частые эксплуатационные отказы. Поэтому при создании последующих серий, и в частности двигателей 4А и АИ, исполнение IP23 было предусмотрено только для машин с высотой оси вращения $H \geq 160$ мм, т. е. машины мощностью до 11 кВт выпускаются только в закрытом обдуваемом исполнении. Большой расход материалов и увеличение стоимости машин, связанное с применением исполнения IP44 и IP54 вместо IP23, компенсируется значительным повышением их надежности (примерно в 1,5 раза).

Повышение надежности асинхронных двигателей достигается также в результате применения двигателей специализированных исполнений, предназначенных для работы в специфических условиях окружающей среды, при которых использование двигателей общего назначения приводит к уменьшению срока службы. Для этих условий изготавливают двигатели химостойкого, влагоморозостойкого и тропического исполнений, а также исполнений, предназначенных для особых условий эксплуатации: морского флота, сельского хозяйства, атомных электростанций и др.

Большое влияние на надежность двигателей оказывают процессы старения изоляции, и в частности температурный режим работы машины. Для уменьшения скорости возрастания дефектов при старении принимают ряд мер: увеличение нагревостойкости изоляции, интенсификация охлаждения, создание при проектировании определенного запаса по допускаемому превышению температуры, снижение скорости нарастания температуры при заторможенном роторе, применение встроенной температурной защиты.

При проектировании двигателей серии 4А вместо изоляционных материалов классов нагревостойкости А и В, используемых в предыдущих сериях, были применены материалы классов В и F, а двигателей серии АИ — только класса F. Скорость нарастания температуры при заторможенном роторе была уменьшена от 12... 15 до 9,5... 10°С/с. В результате существенно уменьшился нагрев обмотки статора в процессе пуска и, следовательно, замедлился процесс разрушения витковой изоляции. Уменьшению вероятности чрезмерного повышения температуры обмотки статора вследствие перегрузок и особенно при недостаточно надежной работе внешней тепловой защиты способствует также применение встроенной температурной защиты.

Как было показано в § 11.3, вероятность отказа витковой изоляции обмотки статора пропорциональна квадрату числа дефектов эмалевого покрытия. Поэтому при разработке конструкции и технологии изготовления двигателя предусматривают ряд мер по снижению числа дефектов на всех стадиях их образования. К этим мерам относятся: ужесточение требований к качеству эмалевого

покрытия обмоточных проводов, поступающих с кабельных заводов; применение проводов повышенной механической прочности и нагревостойкости; снижение уровня вибраций в машине; выбор целесообразного значения коэффициента заполнения паза; уменьшение усилий, воздействующих на провод при укладке его в пазы. Так, например, при создании двигателей серии АИ для повышения их надежности был разработан специальный провод с двухслойной эмалевой изоляцией класса нагревостойкости F , имеющий повышенную механическую прочность, высокую стойкость к тепловым ударам и обеспечивающий значительное уменьшение дефектности λ_0 при механизированной укладке. Электрическая прочность скруток проводов диаметром 1 мм с эмалевой полиимидной изоляцией класса F при испытаниях на пробой оказалась примерно в 2...3 раза большей, чем у проводов с полиэфирной и другими подобными видами изоляции. При проектировании двигателей коэффициент заполнения паза $k_{з.п}$ ограничивают значениями 0,70...0,72. При больших значениях $k_{з.п}$ увеличиваются механические воздействия на провода при механизированной укладке обмотки в пазы, вследствие чего возрастает опасность повреждения изоляции проводов. Одновременно повышается плотность тока в пазах и увеличивается температура обмотки.

При использовании в двигателях всыпных обмоток проводники располагаются в пазу беспорядочно, образуя неровности и взаимные пересечения. При этом в местах пересечений изоляция подвергается в эксплуатации усиленным механическим воздействиям и быстро повреждается. Значительно более надежными являются обмотки из прямоугольных проводов, укладываемых в определенном порядке в открытые или полуоткрытые пазы. Их секции заранее формуют, в ряде случаев изолируют и в готовом виде укладывают в пазы. Такие обмотки нашли широкое применение в асинхронных двигателях мощностью свыше 100 кВт с высотой оси вращения $H > 250 \dots 280$ мм.

Применение жестких секций из прямоугольных проводов, изолированных стеклотканью, полиимидной или другой подобной пленкой, позволяет значительно повысить ресурс двигателей по сравнению с машинами со всыпными обмотками из эмаль-проводов, даже при работе в условиях высокой влажности. В высоковольтных и во взрывозащищенных двигателях, работающих в тяжелых условиях, значительное повышение надежности дает применение обмоток из жестких секций с изоляцией типа «монолит», выполненной из стеклослюдинитовой или другой подобной ленты, пропитанной под давлением термореактивным компаундом на основе эпоксидной смолы, и корпусной изоляции из композиционных материалов типа «изофлекс» и «имидофлекс». В некоторых двигателях лобовые части капсулируют эпоксидными компаундами, что обеспечивает их герметизацию, защиту от воздействия пыли, влаги, масла и др., устраняет возможность вибрации и снижает нагрев обмотки.

Для достижения необходимого срока службы двигателей стандартами предусматривается ряд требований, которые должны быть проверены в рамках типовых или приемо-сдаточных испытаний. Основным требованием с точки зрения срока службы двигателей является ограничение превышения температуры обмоток статора — не свыше допускаемых значений. При испытании двигателей мощностью 0,25... 300 кВт для определения превышения температуры обмоток чаще всего используется метод сопротивления. Для этого метода установлены предельно допустимые превышения температуры обмоток статора: 80°C — при классе изоляции *B* и 100°C — при классе *F*. Испытания на нагревание должны проводиться в нормальных условиях окружающей среды и при точно определенных стандартами условиях питания, нагрузки и проведения измерений. Если измерение сопротивления обмоток выполняется методом суперпозиции без отключения двигателя от сети, то допускаются превышения температуры на 5°C больше, чем для метода сопротивления.

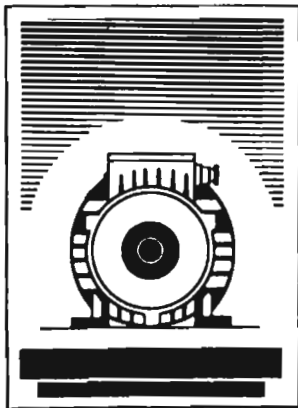
Так как срок службы изоляционной системы с увеличением температуры уменьшается быстро (приблизительно экспоненциально), стандарты обращают внимание потребителей на правильную эксплуатацию двигателей, допуская тепловую перегрузку изоляционной системы только в необходимых случаях. В частности, стандарты ограничивают время перегрузки по току, время пуска, отклонение напряжения и частоты от номинальных значений, а также величину несинусоидальности напряжения и несимметрию трехфазной системы напряжений. Все эти ненормальные условия работы вредно влияют на срок службы двигателей.

Для предупреждения преждевременного выхода двигателей из строя по причине слабых мест изоляционной системы обмотки всех двигателей при их производстве и ремонте подвергаются испытанию изоляции согласно стандарту СЭВ 1346—78.

Благодаря указанным в § 11.4 и 11.5 мероприятиям за последние 20 лет имело место непрерывное повышение надежности асинхронных двигателей, выпускаемых электротехнической промышленностью.

Вопросы для самоконтроля

1. Каковы основные причины неисправностей асинхронных двигателей?
2. Как изменяется интенсивность отказов $\lambda(t)$ в процессе эксплуатации?
3. Какие основные показатели характеризуют надежность и долговечность асинхронных двигателей?
4. Какие параметры положены в основу принятых математических моделей надежности обмотки статора?
5. Как определяется надежность подшипниковых узлов?
6. Как обеспечивается повышение надежности обмоток асинхронных двигателей?



Асинхронные двигатели серии АИ

Серия асинхронных двигателей АИ общепромышленного применения на напряжение до 1000 В включает в себя основное исполнение, предназначенное для продолжительного режима работы S1, и ряд модификаций с повышенным пусковым моментом, с повышенным скольжением, многоскоростные, с фазным ротором, однофазные, двигатели на частоту 60 Гц. Кроме того, предусмотрены специализированные исполнения по условиям окружающей среды (тропическое, химически стойкое, влагоморозостойкое, водостойкое — погружное); по конструкции (встраиваемое, со встроенным электромагнитным тормозом, со встроенной температурной защитой, высокоточные, редукторные, для станкостроения) и по специфическим условиям эксплуатации (лифтовые, для сельского хозяйства, для морского флота, для атомных электростанций и др.).

12.1. Структура серии АИ

Серия АИ охватывает диапазон номинальных мощностей от 0,025 до 315 кВт (при 1500 об/мин). Ряд номинальных мощностей двигателей соответствует ГОСТ 12139—74. В основу построения серии положены высоты оси вращения H , т. е. расстояния от оси вращения ротора до установочной поверхности (для основного конструктивного исполнения IM1, IM2 — машины на лапах с подшипниковыми щитами). Серия разработана на 18 высотах оси вращения от 45 до 315 мм. В серии предусмотрены два исполнения по степени защиты IP54 или IP44 (закрытое обдуваемое исполнение) и IP23 (защищенное исполнение). Увязка номинальных мощностей с высотами оси вращения двигателей для основного исполнения IP54 приведена в табл. 12.1, а для двигателей исполнения IP23 — в табл. 12.2.

Двигатели серии АИ разработаны в соответствии с рекомендациями МЭК и стандартами СЭВ. Предусмотрены два варианта (Р и С) рядов мощностей и установочных размеров согласно стандар-

Таблица 12.1

Типораз- мер H	Номинальная мощность, кВт									
	Вариант Р					Вариант С				
	2p=2	2p=4	2p=6	2p=8	2p=10	2p=12	2p=2	2p=4	2p=6	2p=8
45 A	0,04	0,025	—	—	—	—	—	—	—	—
45 B	0,06	0,04	—	—	—	—	—	—	—	—
50 A	0,09	0,06	—	—	—	—	—	—	—	—
50 B	0,12	0,09	—	—	—	—	—	—	—	—
56 A	0,18	0,12	—	—	—	—	0,09	0,06	—	—
56 B	0,25	0,18	—	—	—	—	0,12	0,09	—	—
63 A	0,37	0,25	0,18	—	—	—	0,18	0,12	0,06	—
63 B	0,55	0,37	0,25	—	—	—	0,25	0,18	0,09	—
71 A	0,75	0,55	0,37	—	—	—	0,37	0,25	0,18	0,09
71 B	1,1	0,75	0,55	0,25	—	—	0,55	0,37	0,25	0,12
80 A	1,5	1,1	0,75	0,37	—	—	0,75	0,55	0,37	0,18
80 B	2,2	1,5	1,1	0,55	—	—	1,1	0,75	0,55	0,25
90S	—	—	—	—	—	—	1,5	1,1	0,75	0,37
90L	3,0	2,2	1,5	0,75; 1,1	—	—	2,2	1,5	1,1	0,55
100S	4,0	3,0	—	—	—	—	—	—	—	—
100L	5,5	4,0	2,2	1,5	—	—	3,0	2,2; 3,0	1,5	0,75; 1,1
112M	7,5	5,5	3,0; 4,0	2,2; 3,0	—	—	4,0	4,0	2,2	1,5
132S	—	7,5	5,5	4,0	—	—	5,5; 7,5	5,5	3,0	2,2
132M	11	11	7,5	5,5	—	—	—	7,5	4,0; 5,5	3,0
160S	15	15	11	7,5	—	—	—	—	—	—
160M	18,5	18,5	15	11	—	—	11; 15	11	7,5	4,0; 5,5
160L	—	—	—	—	—	—	18,5	15	11	7,5
180S	22	22	—	—	—	—	—	—	—	—
180M	30	30	18,5	15	—	—	22	18,5	—	—
180L	—	—	—	—	—	—	—	22	15	11
200M	37	37	22	18,5	—	—	—	—	—	—
200L	45	45	30	22	—	—	30; 37	30	18,5; 22	15
225S	—	—	—	—	—	—	—	37	—	18,5
225M	55	55	37	30	—	—	45	45	30	22
250S	75	75	45	37	22	—	—	—	—	—
250M	90	90	55	45	30	—	55	55	37	30
280S	110	110	75	55	37	—	75	75	45	37
280M	132	132	90	75	45	—	90	90	55	45
315S	160	160	110	90	55	45	110	110	75	55
315M	200	200	132	110	75	55	132	132	90	75
355S	250	250	160	132	90	75	—	—	—	—
355M	315	315	200	160	110	90	—	—	—	—

там СЭВ (РС 3031) и западноевропейской CENELEC. В варианте Р мощность двигателей при одной и той же высоте вращения в основном на одну ступень выше, чем при варианте С. Это позволяет максимально унифицировать между собой оба исполнения. В большинстве случаев это достигается только увеличением толщины лап,

вся активная часть машины остается без изменения. При каждой высоте оси вращения выполняются машины, отличающиеся длиной станины, им присвоены обозначения *S* — короткая, *M* — средняя и *L* — длинная. Машины малой мощности, т. е. с высотой оси вращения до 90 мм, выполняются при одной длине станины, но отличаются длиной сердечника статора; они обозначаются буквами *A* и *B*.

Двигатели со степенью защиты IP54 (IP44) выпускаются с высотами оси вращения $H=45 \dots 355$ мм; со степенью защиты IP23 — с $H=200 \dots 355$ мм. Исполнение IP23 для двигателей с $H < 200$ мм не предусмотрено, так как мощность их при одинаковых размерах активной части не превышает мощности двигателей с исполнением IP54.

Таблица 12.2

Типоразмер II	Номинальная мощность, кВт									
	Вариант P						Вариант C			
	2p-2	2p-4	2p-6	2p-8	2p-10	2p-12	2p-2	2p-4	2p-6	2p-8
200M	55	45	30	22	—	—	45	37	22	18,5
200L	75	55	37	30	—	—	55	45	30	22
225M	90	75	45	37	—	—	75	55	37	30
250S	110	90	55	45	—	—	90	75	45	37
250M	132	110	75	55	—	—	110	90	55	45
280S	160	132	90	75	—	—	—	110	75	55
280M	200	160	110	90	—	—	132	132	90	75
315S	—	200	132	110	75	55	160	160	110	90
315M	250	250	160	132	90	75	200	200	132	110
355S	315	325	200	160	110	90	250	250	160	132
355M	400	400	250	200	132	110	315	315	200	160

Двигатели выпускают для следующих способов монтажа: на лапах с подшипниковыми щитами (IM1); на лапах с подшипниковыми щитами и с фланцем на подшипниковом щите (IM2); без лап с подшипниковыми щитами и с фланцем на подшипниковом щите (IM3). Двигатели на лапах выполняются с двумя подшипниковыми щитами в основном для монтажа с лапами вниз (с горизонтальным расположением вала). Однако двигатели малых и средних габаритов могут быть использованы для монтажа с расположением вала в любом направлении.

Все двигатели серии изготавливаются в основном с одним цилиндрическим концом вала, а при необходимости — с двумя цилиндрическими концами вала.

Двигатели с фланцевым креплением могут иметь фланцы двух типов: большого диаметра с установочными отверстиями без резьбы и малого диаметра с отверстиями с резьбой. Основное положение вала у этих двигателей горизонтальное, но их можно исполь-

зовать для монтажа с направлением конца вала вниз или вверх. Энергетические показатели и пусковые свойства двигателей серии АИ основного исполнения (степень защиты IP54) при номинальной мощности приведены в табл. 12.3.

Условия эксплуатации. Двигатели рассчитаны на питание переменным током частотой 50 Гц; имеется также модификация, предназначенная для работы при 60 Гц. Машины малой мощности до 0,37 кВт выпускаются на номинальные напряжения 220 и 380 В; от 0,55 до 11 кВт — 220, 380 и 660 В при соединении фаз в звезду или в треугольник с тремя выводными концами; свыше 11 кВт — на напряжение 380/660 В с шестью выводными концами. Двигатели могут эксплуатироваться и работать с номинальной мощностью при отклонениях от номинального значения напряжения в пределах $-5 \dots +10\%$ и частоты — на $\pm 2,5\%$. Номинальная нагрузка двигателей определяется режимом длительной нагрузки S1. Они должны также допускать работу и в режимах s2...s8 (ГОСТ 183—74).

Таблица 12.3

Показатели	2р=2	2р=4	2р=6	2р=8
Мощность, кВт	0,04 ... 315	0,025 ... 315	0,18 ... 200	0,25 ... 160
КПД, %	45 ... 93	42 ... 94,5	56 ... 94	56 ... 94
$\cos \varphi$	0,70 ... 0,91	0,60 ... 0,90	0,62 ... 0,90	0,65 ... 0,85
$M_n/M_{ном}$	1,9 ... 0,75	2,0 ... 0,75	1,7 ... 0,75	1,5 ... 0,75
$M_{min}/M_{ном}$	1,3 ... 0,6	1,4 ... 0,6	1,2 ... 0,6	1,1 ... 0,6
$M_{max}/M_{ном}$	2,0 ... 1,6	2,0 ... 1,6	1,7 ... 1,6	1,6 ... 1,6

Во время работы двигателей возможны некоторые перегрузки, которых следует избегать из-за вредного влияния на срок службы двигателя. Для ограничения этих перегрузок употребляется соответствующая защита двигателей. Но слишком быстрое выключение двигателя при небольшой перегрузке является нежелательным. Поэтому по вновь разрабатываемому требованию МЭК двигатель должен до срабатывания защиты выдерживать перегрузку током, превышающим на 50% номинальный, в течение не менее 2 мин.

Кроме того, асинхронные двигатели должны выдерживать без остановки или резкого изменения частоты вращения вращающий момент, превышающий номинальный на 60%, в течение не менее 15 с при номинальном напряжении и номинальной частоте. В случае если начальный пусковой ток двигателя меньше $4,5I_{ном}$, перегрузка снижается до значения, превышающего номинальный момент на 50%.

Двигатели рассчитаны для работы при нормальных условиях окружающей среды согласно Публикации МЭК 34-1 и стандарту

СЭВ 460-79. При этом высота над уровнем моря не более 1000 м, а максимальная температура окружающего воздуха $+40^{\circ}\text{C}$. Однако допускается работа двигателей до высоты 4000 м над уровнем моря с полной нагрузкой, так как ухудшение условий охлаждения из-за пониженного давления компенсируется обычно более низкой на этих высотах температурой воздуха. Минимальная температура окружающего воздуха принята -15°C . Запыленность воздуха для исполнения IP54(44) — 10 мг/м^3 , для IP23 — 2 мг/м^3 .

Двигатели основного исполнения предназначены для эксплуатации в климатических условиях *N* при категориях размещения 2, 3 и 4. Согласно стандарту СЭВ 458—77, *N* обозначает микроклиматический район с умеренным климатом, в котором средняя максимальная температура ниже плюс 40°C , а средняя минимальная температура выше минус 45°C . Категории размещения 2 соответствует эксплуатация под навесом или в помещениях, где колебания температуры и влажности воздуха незначительно отличаются от колебаний на открытом воздухе и отсутствует прямое воздействие солнечного излучения и атмосферных осадков; 3 — эксплуатация в закрытых помещениях с естественной вентиляцией без искусственного регулирования климатических условий или с длительными перерывами в регулировании, где колебания температуры, влажности воздуха и воздействие песка и пыли существенно меньше, чем на открытом воздухе; 4 — эксплуатация в помещениях с искусственно регулируемым климатическими условиями при отсутствии воздействия прямого солнечного излучения, атмосферных осадков, ветра. Кроме того, выпускаются специализированные исполнения для тропического ($+45$ и -10°C) и (холодного $+40$ и -60°C) климата при категории размещения 2.

По условиям воздействия механических факторов двигатели серии АИ относятся к группе М1, т. е. они могут устанавливаться на фундаментах, стенах предприятий и т. п. при наличии вибраций с частотой не выше 35 Гц и максимальным ускорением 5 м/с^2 . Ударные нагрузки не должны иметь места.

Средние значения уровня звука А1, измеренные на расстоянии 1 м от корпуса двигателя, работающего в режиме холостого хода, составляют от 61 до 75 дБ (меньшие значения относятся к двухполюсным машинам с меньшей *N*, большие — к машинам с большим числом полюсов и большей *N*).

Средний уровень звука двигателей со степенью защиты IP23 примерно на 5 дБ ниже, чем для двигателей со степенью защиты IP54 (IP44).

Уровень вибраций двигателей, оцениваемый по эффективному значению вибрационной скорости, составляет от 1,1 до 4,5 мм/с (большие значения относятся к машинам с большей *N*).

Расчетный срок службы двигателей не менее 20 лет при наработке 40 тыс. ч. Нарботка обмотки статора — не менее 20 тыс. ч, подшипников — 20 тыс. ч.

Вероятность безотказной работы — 0,95 при 10 тыс. ч.

12.2. Модификации двигателей

В серии АИ предусмотрены различные электрические, климатические, специализированные и узкоспециализированные модификации. Все модификации, за исключением двигателей с фазным ротором, разработаны на базе машины с закрытым обдуваемым исполнением.

Серия АИ включает в себя следующие исполнения:

1. Основное — двигатели, предназначенные для нормальных условий работы с нормальной точностью исполнения. Это трехфазные двигатели с короткозамкнутым ротором общего назначения со степенью защиты IP54 (закрытое обдуваемое исполнение) и IP23 (защищенные от попадания внутрь машины пальцев человека, посторонних предметов, капель воды и водяных брызг) с различными формами исполнения по способу монтажа.

2. Электрические модификации — двигатели, имеющие то же значение главного параметра (высоту оси вращения), что и для основного исполнения, но отличающиеся по своим характеристикам. К этим модификациям относятся:

а) двигатели с повышенным пусковым моментом для привода транспортеров, компрессоров и других механизмов с высоким статическим или динамическим моментом сопротивления при пуске и стабильной нагрузкой в номинальном режиме;

б) двигатели с повышенным скольжением для приводов механизмов с относительно большими маховыми массами, с пульсирующим характером нагрузки, т. е. рассчитанные на повторно-кратковременные режимы работы;

в) многоскоростные двигатели на две, три и четыре частоты вращения для привода механизмов, требующих ступенчатого изменения частоты вращения (металлорежущие станки, вентиляторы, дымососы, текстильные машины);

г) однофазные двигатели;

д) двигатели на частоту сети 60 Гц;

е) двигатели с фазным ротором.

3. Специализированные по конструкции — двигатели, удовлетворяющие определенным требованиям потребителя в части выполнения отдельных конструктивных узлов. К ним относятся:

а) двигатели со встроенным электромагнитным тормозом для приводов с фиксированным остановом (грузоподъемные механизмы, некоторые виды металлообрабатывающих станков и др.);

б) двигатели со встроенной температурной защитой для приводов, в которых возможны недопустимые перегрузки;

в) высокоточные двигатели, удовлетворяющие повышенным требованиям потребителя по точности установочных и присоединительных размеров;

г) встраиваемые в некоторые специфические механизмы, например в картеры компрессоров, и т. п.;

д) редукторные.

4. Специализированные по условиям окружающей среды — двигатели, удовлетворяющие повышенным требованиям в части условий применения. К ним относятся следующие исполнения: тропическое, влагоморозостойкое, химостойкое. Они отличаются от двигателей основного исполнения изоляционными материалами и защитными покрытиями.

На базе серии АИ (ее основного исполнения или модификаций) электропромышленностью выпускаются узкоспециализированные исполнения двигателей, предназначенные для конкретных приводов, например лифтовые, для морского флота (для привода судовых механизмов), для сельского хозяйства, для атомных электростанций.

Таблица 12.4

Параметр	Степень защиты IP54			Степень защиты IP23		
	Частота вращения					
	1500	1000	750	1500	1000	750
Мощность двигателей, кВт	2,2 ... 250	1,5 ... 200	5,5 ... 160	37 ... 400	22 ... 250	18,5 ... 200
КПД, %	75 ... 93,5	65 ... 93,5	80 ... 92,5	88,5 ... 94	87,5 ... 93	85 ... 92,5
Отношение $M_{max}/M_{ном}$	2,2 ... 2,5	2,5 ... 2,2	2,2	2,5 ... 2,2	2,2	2,2

Ниже приведено краткое описание некоторых модификаций и специализированных исполнений.

Двигатели с фазным ротором изготавливаются со степенью защиты IP54 и IP23 на частоты вращения 1500, 1000 и 750 об/мин. Машины со степенью защиты IP54 выполняются по варианту *P* при $H=100 \dots 355$ мм и по варианту *C* при $H=112 \dots 400$ мм. Соответственно машины со степенью защиты IP23 выполняются по варианту *P* при $H=200 \dots 355$ мм, а по варианту *C* при $H=200 \dots 315$ мм. Получить в двигателях с фазным ротором такую же мощность, что и в машинах с короткозамкнутым ротором при одинаковой высоте оси вращения, в большинстве случаев невозможно. Двигатели предназначены для работы в режимах *S1*, *S3*, *S4* и *S8* по стандарту СЭВ 1346—78, а также в режиме с регулированием частоты вращения вниз от синхронной частоты включением активного сопротивления в цепь ротора. Климатическое исполнение *N*, категория размещения 3, выполняется по стандарту СЭВ 458—77.

Номинальные значения основных параметров для двигателей различной мощности указаны в табл. 12.4.

Двигатели с повышенным пусковым моментом выпускаются в диапазоне высот оси вращения 160 ... 250 мм при синхронных частотах

тах вращения 1500, 1000 и 750 об/мин. По шкале мощности и высоты оси вращения эти двигатели соответствуют основному исполнению серии (двигатели с короткозамкнутым ротором со степенью защиты IP54) и унифицированы с ним по всем конструктивным элементам, главным размерам активной части и размерам пазов статора.

В этих двигателях кратности пускового и минимального моментов в соответствии с рекомендациями МЭК—72 должны быть в 1,5 раза выше, чем в двигателях нормального исполнения, при этом $M_{\text{п}}/M_{\text{ном}} \geq 2$ и $M_{\text{min}}/M_{\text{ном}} \geq 1,4$. Кратность максимального момента $M_{\text{max}}/M_{\text{ном}}$ должна быть такой же, как и для двигателей нормального исполнения, но не менее 1,9.

Повышение пускового момента достигается путем увеличения магнитного потока в среднем на 10% по сравнению с базовыми машинами основного исполнения (без увеличения длины сердечника) и применения ротора с двойной клеткой. КПД этих машин соответствует КПД двигателей основного исполнения, а коэффициент мощности ниже на 0,01 ... 0,03 при $2p=4$ и на 0,03 ... 0,07 при $2p=6$ и $2p=8$ в результате более высоких индукций в магнитопроводе.

Двигатели с повышенным скольжением предназначены для привода рабочих механизмов с переменным режимом нагрузки, требующих во время работы больших кратковременных вращающихся моментов. Для создания таких моментов двигатель должен иметь большое скольжение, а для более равномерной его загрузки рабочий механизм обычно снабжают маховиком. Во время работы значительную часть необходимого вращающего момента рабочий механизм берет от маховика, а во время перерыва между двумя последовательными высокими нагрузками приводной двигатель совершает разгон маховика (заряжает энергией маховик до достижения им частоты вращения, соответствующей приблизительно синхронной частоте вращения двигателя).

Двигатели с повышенным скольжением выпускаются в диапазоне высот оси вращения 71 ... 280 мм при синхронных частотах вращения 3000, 1500, 1000 и 750 об/мин. Они рассчитаны для работы в повторно-кратковременном режиме S3 при продолжительности включения (ПВ) 15, 25, 40 и 60%. Номинальные мощности двигателей относятся к ПВ=40%. Мощность двигателей в режимах S3 и S6, отличных от указанного, ориентировочно можно определить умножая номинальную мощность на коэффициенты k_p , приведенные в табл. 12.5.

Двигатели также могут работать в длительном режиме S1; при этом мощность составляет около 0,8 номинальной мощности.

Скольжение двигателей при номинальной мощности составляет 0,05 ... 0,14; критическое скольжение — не менее 0,3. Двигатели спроектированы на базе основного исполнения со степенью защиты IP54 и унифицированы с ним по всем активным и конструктивным элементам, за исключением ротора.

Пусковые свойства двигателей с повышенным скольжением приведены в табл. 12.6.

С целью увеличения активного сопротивления беличьей клетки роторы заливают алюминиевым сплавом АК-10 или АКМТ повышенного сопротивления. В некоторых двигателях беличью клетку

Таблица 12.5

Продолжительность включения, продолжительность нагрузки, %	Значение k_p при режимах	
	S3	S6
15	1,25	1,6
25	1,15	1,3
40	1,0	1,25
60	0,9	1,05

изготавливают из чистого алюминия, а сечение ее стержней уменьшают по сравнению с базовыми двигателями так, чтобы критическое скольжение увеличилось до необходимого значения. В двигателях малой мощности сечение пазов ротора оставлено неизменным, а магнитный поток увеличен в среднем на 10%.

Таблица 12.6

Показатели	2р-2	2р-4	2р-6	2р-8
$M_{\text{п}} M_{\text{ном}}$	2,0	2,0	1,9	1,8
$M_{\text{max}} M_{\text{ном}}$	2,2	2,2	2,1	2,0
$M_{\text{min}} M_{\text{ном}}$	1,6	1,6	1,5	1,5
$S_{\text{п}}$	13	12	8	10

Многоскоростные двигатели выпускаются с высотами оси вращения $H=65 \dots 355$ мм. Они выполнены на базе двигателей основного исполнения со степенью защиты IP54. Эти двигатели отличаются от машин основного исполнения главным образом выполнением обмотки статора. Двухскоростные двигатели имеют соотношение синхронных частот вращения 1500/3000, 750/1500, 1000/1500 и 500/1000; трехскоростные — 1000/1500/3000; 750/1500/3000; 750/1000/1500; четырехскоростные — 750/1000/1500/3000 и 500/750/1000/1500. Все конструктивные элементы, а также сердечники статора и ротора этих двигателей приняты такими же, как и для двигателей основного исполнения соответствующих габаритов: для машин с соотношением числа полюсов 4:2, 6:4:2 и 8:4:2 — как у четырехполюсных двигателей; с соотношением числа полюсов 6:4, 8:6:4 и 12:8:4 — как у шестиполюсных двигателей; с соотношением числа полюсов 8:4 — как у восьмиполюсных двигателей.

В двигателях с $H=160 \dots 250$ мм на роторе используют двойную беличью клетку, унифицированную с клеткой двигателей с повышенным пусковым моментом. Двухскоростные двигатели с соотношением числа полюсов 4:2, 8:4 и 12:6 имеют одну полюснопереключаемую обмотку статора, которая соединяется в треугольник на низшей частоте вращения и в двойную звезду на высшей (схема Даландера). Двухскоростные двигатели с соотношением числа полюсов 6:4 и 8:6 имеют одну обмотку статора с переключением числа полюсов по принципу амплитудно-фазной модуляции. Такую обмотку можно выполнить при числе полюсов статора 36; 54 и 72. В машинах с вентиляторной характеристикой фазы обмотки статора соединяют в звезду при низшей частоте вращения и в двойную звезду — при высшей.

Трехскоростные двигатели имеют две независимые обмотки, в одной из которых число полюсов переключается по схеме Даландера. В четырехскоростных двигателях также применяют две независимые обмотки, переключаемые каждая по схеме Даландера.

Частотно-регулируемые двигатели предусмотрены в двух исполнениях. Первое предназначено для работы в диапазоне изменения частоты вращения 1:3,75; второе — 1:22,5. Такое разделение обусловлено тем, что часть регулируемых двигателей работает в ограниченном диапазоне частот вращения и может изготавливаться с максимальным использованием узлов и деталей двигателей общего назначения, на том же оборудовании. Двигатели с широким диапазоном регулирования должны иметь увеличенный воздушный зазор и специальные штампы статора.

Двигатели первого исполнения могут работать в диапазоне регулирования частоты вращения вниз от номинальной 2,5:1 и вверх от номинальной 1:1,5. Частота тока при этом должна изменяться соответственно в диапазонах 60...24 и 60...90 Гц. Двигатели второго исполнения могут работать в диапазоне регулирования частоты вращения вниз от номинальной 15:1 и вверх от номинальной 1:1,5; при этом частота тока должна изменяться соответственно в диапазонах 60...5 и 60...90.

Закон изменения вращающего момента и напряжения в указанных диапазонах приведен в табл. 6.3.

Двигатели обоих исполнений выполняются на 14 высотах оси вращения от 71 до 355 мм. Ряд мощностей соответствует ряду мощностей двигателей общего применения от 0,37 до 400 кВт. Двигатели с $H=71 \dots 250$ мм имеют 2, 4 и 6 полюсов; с $H=280 \dots 355$ мм — 4, 6 и 8 полюсов, степень защиты IP54.

Двигатели предназначены для продолжительного режима работы S1 во всем диапазоне регулирования. Номинальная частота тока 60 Гц. Номинальное фазное напряжение (сумма первой и высших гармонических) равно 220 В для двигателей мощностью 0,37...110 кВт и 380 В для двигателей мощностью 132...400 кВт. При этом предельный коэффициент искажения синусоидальной кривой напряжения составляет 30%.

Двигатели с диапазоном регулирования частоты вращения в пределах 1:3,75 всех мощностей выполняются с самовентиляцией, а с диапазоном 1:22,5 с высотами оси вращения 132...355 мм — с независимой вентиляцией. Конструкция двигателей предусматривает возможность крепления датчика скорости на валу.

При разработке частотно-регулируемых двигателей удается получить в заданном габарите ту же мощность, что и у двигателей общего назначения, поскольку при разработке двигателей исключаются весьма жесткие требования к величинам пускового и минимального моментов, пускового тока, а также требования учета колебания напряжения сети.

Относительные значения максимального момента к номинальному $M_{\max}/M_{\text{ном}}$ при максимальной частоте тока 90 Гц — не менее 1,3; при номинальной частоте 60 Гц — не менее 2,0. Относительные значения пускового момента к номинальному $M_{\text{п}}/M_{\text{ном}}$ при минимальной частоте тока не менее 1,25; пускового тока к номинальному $I_{\text{п}}/I_{\text{ном}}$ — не более 2; минимального момента к номинальному $M_{\text{min}}/M_{\text{ном}}$ двигателей первого исполнения — не менее 0,8.

Двигатели со встроенным электромагнитным тормозом выпускаются на базе двигателей основного исполнения или двигателей с повышенным скольжением

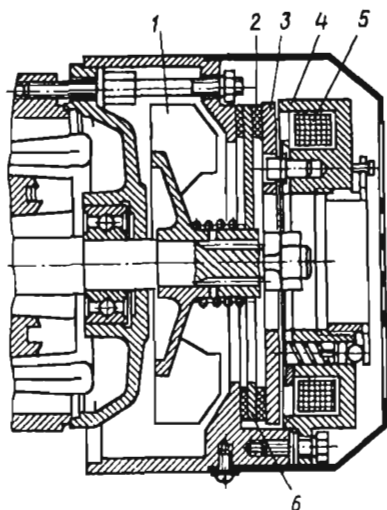


Рис. 12.1. Тормозная система двигателя:

1 — вентилятор; 2 — тормозной элемент; 3 — якорь электромагнита, 4 — ярмо, 5 — катушка, 6 — нажимный диск

в диапазоне высот вращения $H=56 \dots 160$ мм. Тормозное устройство (рис. 12.1), состоящее из электромагнита, нажимного диска frictionных элементов и пружин, смонтировано на конце вала со стороны вентилятора и закрыто общим с ним кожухом. Тормозные элементы выполнены из металлокерамики или материалов на основе асбокаучуковой композиции. При включении двигателя одновременно подается напряжение на катушку электромагнита, его якорь притягивается к ярму и, сжимая пружины, освобождает нажимный диск, вследствие чего двигатель растормаживается. При отключении двигателя от сети прекращается протекание тока по катушке электромагнита и его якорь под действием пружин прижимает нажимный диск к тормозным элементам, обеспечивая создание на валу тормозного момента. Охлаждение тормозного устройства осуществляется вентилятором двигателя, протягивающим охлаждающий воздух через тормозную систему.

Двигатели рассчитаны на повторно-кратковременный режим S4 с частыми пусками под нагрузкой (в зависимости от числа полюсов и режима работы в пределах 120...1500 пусков в час) при $PB = 40\%$. Тормозное устройство обеспечивает тормозной момент не менее $(1,75 \dots 2) M_{ном}$.

Время торможения составляет не более 40...100 мс, время растормаживания — не более 100...200 мс. Мощность, потребляемая тормозным устройством в установившемся режиме, не превышает 0,5% от мощности, потребляемой электродвигателем. Энергетические показатели и пусковые характеристики рассматриваемых двигателей не более чем на 1...1,5% хуже, чем у двигателей серии АИ основного исполнения. Питание тормозного магнита осуществляется от сети через специальное устройство; для обеспечения быстрого растормаживания при пуске применена форсировка тормозного магнита. Тормозное устройство обладает высокой надежностью и долговечностью. Оно обеспечивает 1—2 млн. срабатываний при вероятности безотказной работы 0,95.

Двигатели с встроенной температурной защитой снабжены устройством, которое отключает двигатель при любых аварийных тепловых режимах: заклинивании вращающихся частей приводимого механизма или разрушении подшипников двигателя (в этом случае возникает ток короткого замыкания), работе двигателя на двух фазах, длительной работе двигателя с перегрузкой, значительном снижении напряжения сети, а также в тех случаях, когда перегрев двигателя связан с ухудшением условий охлаждения или повышением сверх нормы температуры окружающей среды. Действие температурной защиты основано на принципе контроля температуры обмотки статора. Для этой цели в обмотку статора встроены температурные датчики, выполненные в виде проводниковых терморезисторов (позисторов), которые при недопустимом повышении температуры обмоток подают сигнал на отключение двигателя от сети. Эту операцию осуществляет защитное устройство, смонтированное в аппаратуру управления двигателем.

На основании проведенных исследований установлено, что наиболее нагретыми участками обмотки статора при работе двигателей в продолжительном, повторно-кратковременном и аварийных режимах, а также при перегрузках по току до 100% являются лобовые части. Поэтому позисторы устанавливают в лобовой части со стороны свободного конца вала — по одному в каждую фазу. Все три позистора соединены последовательно, а начало и конец этой цепи выведены в коробку выводов.

Однофазные двигатели основного исполнения выпускаются в виде трех рядов типоразмеров: ряд E — с рабочим конденсатором; ряд U — с пусковым конденсатором и ряд T — с пусковым и рабочим конденсатором. Кроме того, изготавливают двигатели с вспомогательной обмоткой, имеющей повышенное сопротивление (обозначение R), а также с рабочим конденсатором и ротором с повышенным сопротивлением (обозначение ER). Двигатели имеют короткозам-

кнутый ротор и различные схемы выполнения обмотки статора в зависимости от требований к значению пускового момента; номинальное напряжение 220 В, номинальная частота 50 Гц. Двигатели ряда *E* имеют вспомогательную обмотку, включенную постоянно с рабочим конденсатором. У двигателей ряда *U* и *R* вспомогательная обмотка после пуска отключается в зависимости от частоты вращения и значения тока, а у двигателей ряда *T* вспомогательная обмотка с рабочим конденсатором остается постоянно включенной, а пусковой конденсатор после пуска отключается. В качестве элемента отключения для двигателей с отключаемой вспомогательной обмоткой или с отключаемым пусковым конденсатором могут применяться центробежные выключатели или электромагнитные токовые реле. Срок службы выключателей — 100 тыс. коммутационных операций. Вместо отключающих элементов можно для ограничения тока во вспомогательной обмотке применить резисторы с сопротивлением, зависящим от температуры. В дальнейшем для отключения вспомогательной обмотки и пускового конденсатора будут использоваться элементы электроники.

Встраиваемые двигатели имеют сердечник статора с обмоткой и залитый алюминиевым сплавом ротор без вала, аналогичные двигателям основного исполнения. В сердечнике статора предусмотрены удлиненные выводные концы. По способу охлаждения имеются два исполнения: с собственным вентилятором, поставляемым в комплекте с двигателем (исполнение М534), и без вентилятора (М533). В первом случае вентилятор насаживается на общий вал приводимого механизма совместно с сердечником ротора; во втором — охлаждение двигателя должно обеспечиваться внешним устройством. При встраивании двигателя в приводимый механизм должны обеспечиваться требуемые поперечные сечения каналов для прохода охлаждающего воздуха. При встраивании двигателя без собственного вентилятора необходимо подавать количество охлаждающего воздуха, соответствующего подаче его от вентилятора.

Специализированные исполнения по условиям окружающей среды (тропического, для холодного климата, химически стойкого) выполняются по обмоточным данным двигателей основного исполнения или его модификаций. Они отличаются от соответствующих базовых двигателей применением усиленных уплотнений вала, подшипниковых щитов и вводного устройства, а также специальных защитных, лакокрасочных и гальванических покрытий.

12.3. Конструкция двигателей

Основные конструктивные решения. При проектировании двигателей серии АИ впервые в практике отечественного электромашиностроения была проведена эстетическая оценка различных вариантов электрической машины с учетом основных принципов дизайна, удобства монтажа, встраивания в различные механизмы и условий охлаждения.

Для серии АИ принят круглый корпус с продольно-поперечным оребрением (при $H=45\ldots 132$ мм) и радиальным оребрением (при $H\geq 160$ мм). Продольно-поперечное оребрение и применение для литья под давлением кокилей с четырехсторонним разъемом обеспечивают значительную экономию металла. По условиям технологии это сравнительно просто удастся на двигателях с высотами оси вращения $45\ldots 132$ мм, а для больших высот оси вращения приходится использовать радиальное оребрение. С точки зрения эстетики гармонические пропорции создает высота ребер, примерно равная $H/5,5$. Лапы корпуса приняты L-образной формы с упрочняющими ребрами.

Для серии АИ в основном приняты гладкие щиты, имеющие по верхней части коническую наружную поверхность с конусом 15° ; ширина щита ориентировочно равна $1/8$ наружного диаметра. Крепление щитов к корпусу осуществляется с помощью приливов (три, четыре или шесть), которые равномерно распределены на щите и корпусе между ребер.

Конфигурация кожуха вентилятора повторяет геометрию контура ребер; размеры его в основном определяются необходимостью оптимизации работы вентилятора. Глубина кожуха составляет $0,5H$; вентиляционные отверстия с торца кожуха квадратные 8×8 мм.

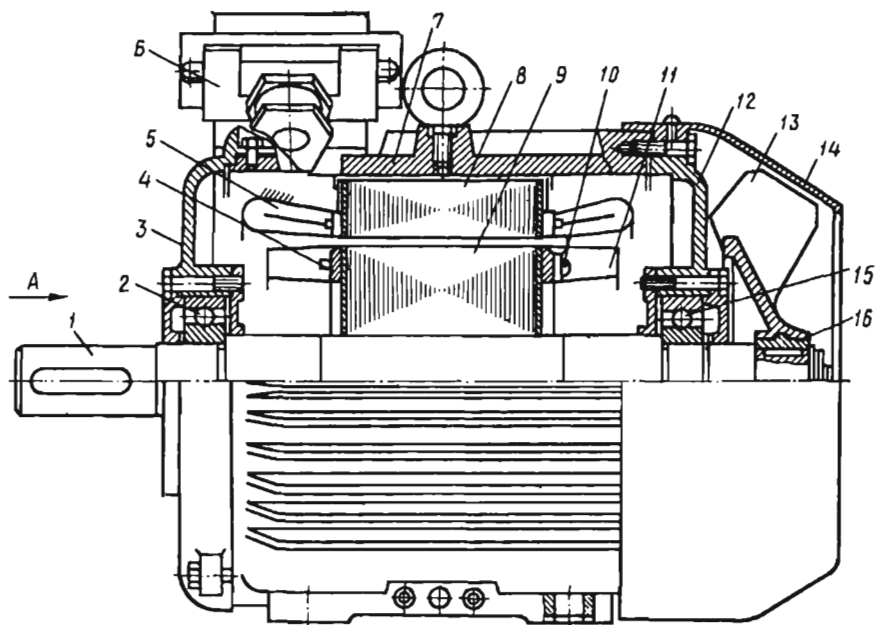
В зависимости от степени защиты и способа охлаждения двигателя серии АИ выполняют по двум конструктивным схемам. На разных отрезках серии двигатели с одной и той же степенью защиты имеют некоторые различия в конструктивных решениях, вытекающих из различных размеров машины и особенностей технологии их производства. При этом у всех машин остаются неизменными главные конструктивные решения и общие конструктивные признаки. Общими в конструктивных схемах двигателей со степенью защиты IP54 (закрытое обдуваемое исполнение) являются:

1. Корпус (станина) с оребрением, увеличивающим наружную поверхность машины, с которой осуществляется отдача теплоты.

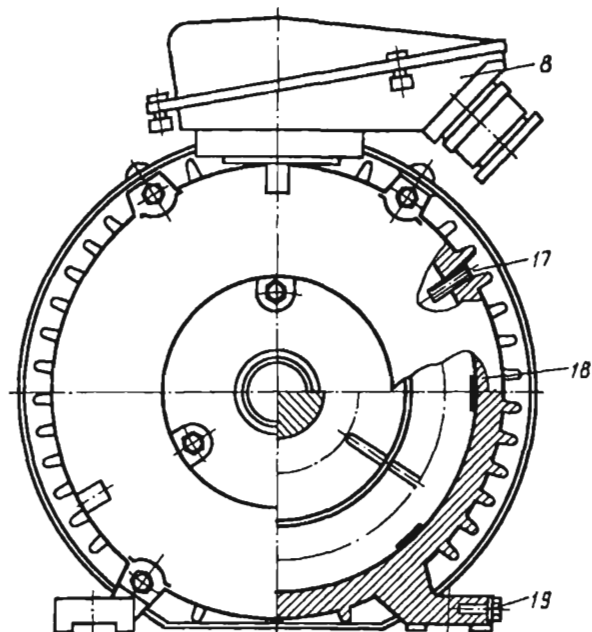
2. Наружный обдув двигателя центробежным вентилятором (рис. 12.2), установленным на выступающем конце вала с противоположной стороны выводному концу. Для направления потока воздуха вдоль ребер станины и обеспечения защиты вентилятора последний закрыт кожухом.

На отдельных участках серии двигатели имеют некоторые конструктивные отличия. Наиболее общими по конструкции являются машины, находящиеся в пределах следующих отрезков серии по высотам оси вращения: $45\ldots 63$; $71\ldots 100$; $112\ldots 132$; $160\ldots 180$; $200\ldots 250$ и $280\ldots 355$. Внутри каждого из этих отрезков двигатели полностью подобны между собой по конструктивному решению и выполнению основных узлов.

В двигателях со степенью защиты IP54 наибольшую температуру обмотка статора имеет в зонах лобовых частей. Для усиления отвода теплоты от этих зон в двигателях с высотой оси вращения



Вид А



$H=45...180$ мм на роторе предусмотрены вентиляционные лопа-
тки, осуществляющие перемещение воздуха у лобовых частей обмо-
тки. Вентиляционные лопадки отлиты совместно с короткозамыка-
ющими кольцами обмотки ротора и служат также радиаторами для
отвода тепла от этой обмотки. В двигателях с $H=200...250$ мм
простое перемешивание воздуха оказывается недостаточно эффек-
тивным. Поэтому в этих машинах для увеличения скорости обдува
лобовых частей и улучшения таким путем отвода теплоты к щитам

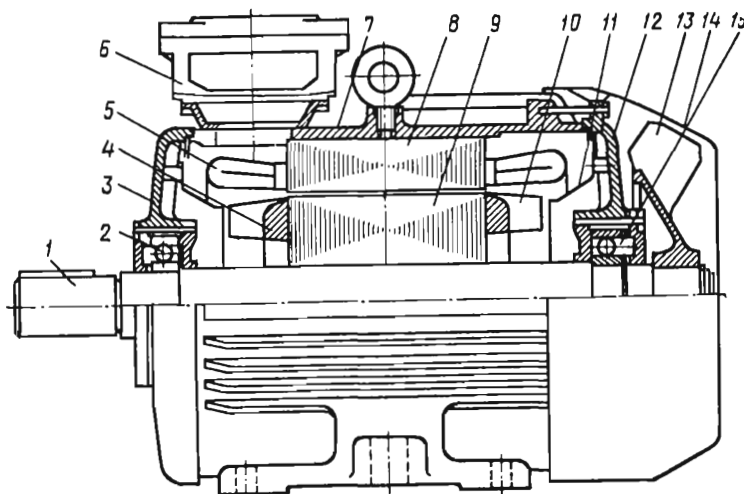


Рис. 12.3. Двигатель серии АИ с короткозамкнутым ротором со сте-
пенью защиты IP54; высота $H=200...225$ мм:

1 — вал, 2, 15 — подшипники, 3, 12 — подшипниковые щиты, 4 — короткозамы-
кающие кольца, 5 — обмотка статора, 6 — коробка выводов, 7 — корпус (ста-
нина), 8 — сердечник статора, 9 — ротор, 10 — вентиляционные лопадки рото-
ра, 11 — диффузоры, 12 — вентилятор, 13 — кожух вентилятора

применены направляющие диффузоры 11 (рис. 12.3), укрепляемые
на оребренных с внутренней стороны подшипниковых щитах. Диф-
фузоры служат для разделения областей вентиляционного тракта
с пониженным перед вентиляционными лопатками и повышенным
(выше вентиляционных лопаток) давлением. При такой системе
внутренней циркуляции воздух под действием вентиляционных ло-
паток поступает в зоны лобовых частей обмотки, проходит затем
через полости, образованные направляющими диффузорами и под-

Рис. 12.2. Двигатель серии АИ с короткозамкнутым ротором со степе-
нью защиты IP54; высота $H=160...180$ мм:

1 — вал, 2, 15 — подшипники, 3, 12 — подшипниковые щиты, 4 — короткозамыкающие кольца,
5 — обмотка статора, 6 — коробка выводов, 7 — корпус (станина), 8 — сердечник статора,
9 — ротор, 10 — балансировочные грузы, 11 — вентиляционные лопадки ротора, 12 — вентиля-
тор, 13 — кожух вентилятора, 14 — втулка вентилятора, 15 — стопорные винты, 16 — скобы
для скрепления сердечника, 17 — болты для присоединения заземляющих шин

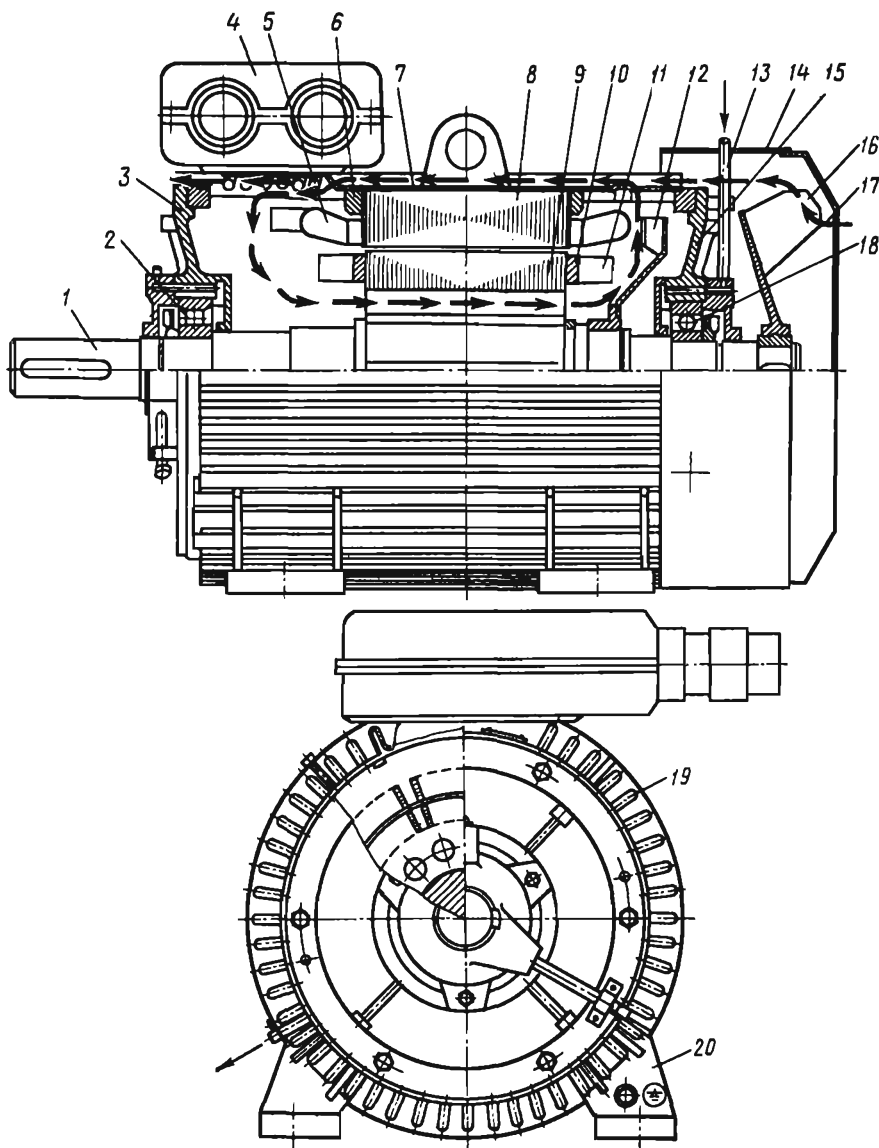


Рис. 12.4. Двигатель серии АИ с короткозамкнутым ротором со степенью защиты IP54; высота $H=280 \dots 355$ мм:

1 — вал, 2, 18 — подшипники, 3, 15 — подшипниковые щиты, 4 — коробка выводов, 5 — обмотка статора, 6 — нажимная шайба, 7 — корпус (станина), 8 — сердечник статора, 9 — ротор, 10 — короткозамыкающие кольца, 11 — вентиляционные лопасти, 12 — внутренний вентилятор, 13 — масленка для смазки подшипника, 14 — кожух вентилятора, 15 — внутренний вентилятор, 17 — потоки воздуха, 19 — оребрение корпуса, 20 — лапы

шипниковыми щитами, отдает последним часть теплоты и вновь направляется лопатками ротора в зону лобовых частей.

Конструктивная схема двигателей с $H=280 \dots 355$ мм (рис. 12.4) несколько отличается от описанных выше. Корпус двигателя выполнен из гофрированной листовой стали и охлаждение его осуществляется по системе «воздух—воздух». Воздух для охлаждения ротора поступает от внутреннего вентилятора, который затем прогоняет его по внутренним ребрам станины. Наружный вентилятор, который обдувает наружные ребра, охлаждает этот горячий воздух, что существенно повышает эффективность охлаждения ротора по сравнению с двигателями с $H < 280$ мм, у которых весь теплоотвод идет через станину.

Двигатели со степенью защиты IP23 (защищенного исполнения) имеют двустороннюю симметричную радиальную систему вентиляции с обдувом спинки пакета статора. По сравнению с аксиальной системой она имеет ряд преимуществ: лучшую эффективность охлаждения, меньшие вентиляционные потери, лучший коэффициент полезного действия, уменьшенную массу, отсутствие дополнительного вентилятора, что обеспечивает снижение уровня шума и вибраций.

У защищенных двигателей теплосъем осуществляется главным образом через лобовые части обмотки статора, которые непосредственно омываются вентиляционным потоком при наибольшей его скорости. Пазовая часть статорной обмотки в значительной степени экранирована нагретым сердечником статора и нагретым ротором и поэтому имеет температуру, значительно превышающую температуру лобовых частей. В результате этого увеличение длины пакета статора ведет к общему ухудшению теплоотдачи, так как пазовая часть обмотки увеличивается относительно лобовой части. Для каждого двигателя существует «критическая» длина статорного пакета, увеличение которой приводит к перегреву обмотки сверх допустимой температуры, принятой для изоляционной системы.

При двусторонней радиальной системе вентиляции нагнетательными элементами служат роторные вентиляторы, отлитые совместно с короткозамыкающими кольцами обмотки ротора. Они действуют также в качестве радиаторов, отводящих часть теплового потока, выделяющегося в роторе. Благодаря этому роторные потери влияют на перегрев статорной обмотки защищенных двигателей на 30% слабее по сравнению с закрытыми двигателями. Влияние потерь в стали статора на этот перегрев также уменьшается примерно на 30%.

В двигателях со степенью защиты IP23 с $H=200 \dots 250$ мм (рис. 12.5) охлаждающий воздух засасывается через торцовые окна в подшипниковых щитах, направляется диффузорами на вентиляционные лопатки ротора, обдувает лобовые части обмотки, сердечник статора и выбрасывается через окна в средней части корпуса машины.

Расположение и форма входных отверстий для воздуха в торцах щитов способствуют равномерному распределению воздушного потока и направлению его внутрь двигателя. Выходные отверстия расположены на станине и защищены жалюзи, отлитыми вместе с ней. Допускается изготовление отдельных жалюзи из алюминия и пластмассы.

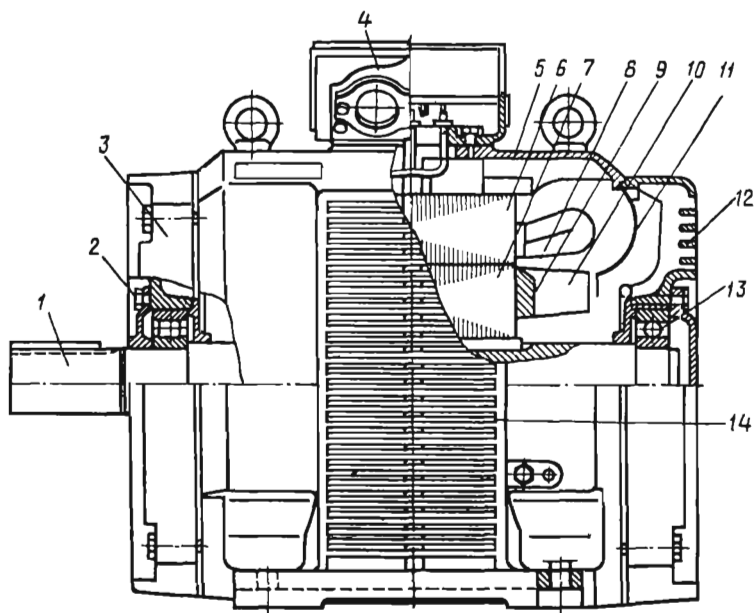


Рис. 12.5. Двигатель серии АИ с короткозамкнутым ротором со степенью защиты IP23; высота $H=250$ мм:

1 — вал, 2, 13 — подшипники, 3, 12 — подшипниковые щиты с торцевыми вентиляционными жалюзи, 4 — коробка выводов, 5 — корпус (станина), 6 — сердечник статора, 7 — ротор, 8 — обмотка статора, 9 — короткозамыкающие кольца, 10 — вентиляционные лопатки ротора, 11 — диффузоры, 14 — боковые жалюзи

Статорный пакет закреплен на аксиальных ребрах, внутренние ребра образуют каналы для прохода охлаждающего воздуха. Пакет статора расположен эксцентрично по отношению к корпусу в вертикальном направлении, в результате чего поперечное сечение вентиляционных каналов в верхней части двигателя больше, чем в нижней части. Закрепляющие пакет аксиальные ребра прерваны посередине на длине 50...80 мм. Таким образом устраняются так называемые «воздушные мешки», образующиеся около ребер и ухудшающие теплоотдачу с поверхности статорного пакета.

В двигателях с $H=280...355$ мм (рис. 12.6) схема вентиляции выполнена таким же образом. Воздух через торцовые окна в подшипниковых щитах засасывается в камеры, образованные сердеч-

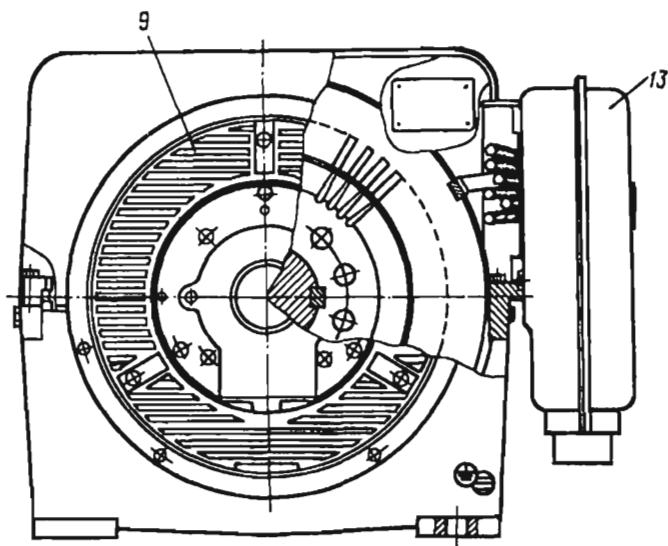
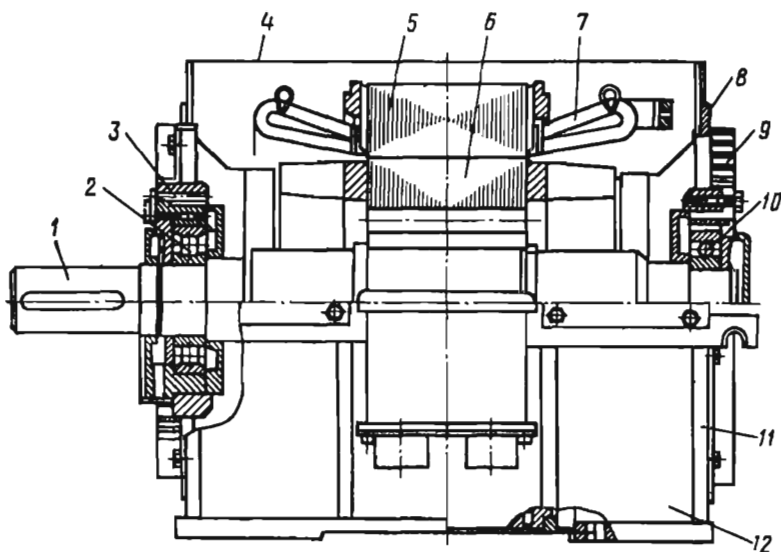


Рис. 12.6. Двигатель серии АИ с короткозамкнутым ротором, со степенью защиты IP23; высота $H=280 \dots 355$ мм:

1 — вал, 2, 10 — подшипники, 3, 8 — подшипниковые щиты, 4 — кожух, 5 — сердечник статора, 6 — ротор, 7 — обмотка статора, 9 — боковые жалюзи, 11 — стойки корпуса, 12 — корпус (полустанина), 13 — коробка выводов

ником статора и сварным кожухом, закрывающим верхнюю часть двигателя, и затем выбрасывается через окна в боковой поверхности кожуха.

Двигатели с фазным ротором по конструкции статора унифицированы с двигателями основного исполнения (с короткозамкнутым ротором), охлаждение осуществляется вентилятором наружного обдува. В машинах со степенью защиты IP54 контактные кольца

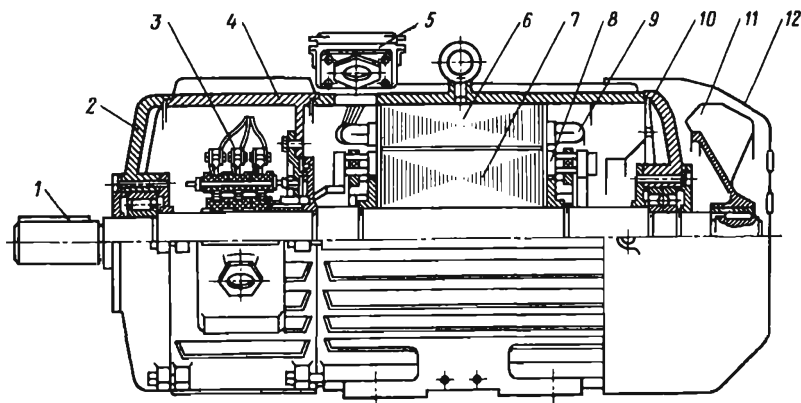


Рис. 12.7. Двигатель серии АИ с фазным ротором со степенью защиты IP54; высота $H=180 \dots 200$ мм:

1 — вал, 2, 10 — подшипниковые щиты, 3 — узел контактных колец, 4 — корпус (станина), 5 — коробка выводов, 6 — сердечник статора, 7 — ротор, 8 — обмотка ротора, 9 — обмотка статора, 11 — вентилятор, 12 — кожух вентилятора

ца расположены внутри оболочки (рис. 12.7) со стороны выступающего конца вала. Контактные кольца двигателей закрыты специальным кожухом. Полость контактных колец отделена от полости статора перегородкой с лабиринтными уплотнениями, предотвращающими попадание щеточной пыли на обмотки статора и ротора. В машинах со степенью защиты IP23 узел контактных колец расположен вне оболочки и защищен кожухом (рис. 12.8). В двигателях с $H=160 \dots 200$ мм применена аксиальная система вентиляции от центробежного вентилятора, расположенного с противоположной стороны выступающему концу вала. Для выхода воздуха в нижней части подшипникового щита со стороны вентилятора имеются окна. В двигателях с $H=225 \dots 355$ мм применена двусторонняя симметричная радиальная система вентиляции, такая же как у защищенных двигателей с короткозамкнутым ротором. Нагнетательными элементами служат центробежные роторные вентиляторы, расположенные с двух сторон обмотки ротора (рис. 12.9).

Конструкция оболочек. В двигателях с высотой оси вращения $H=45 \dots 112$ мм в качестве основного варианта принят корпус из высокопрочного алюминиевого сплава с продольно-поперечным

оребрением и прилитой коробкой выводов. Подшипниковые щиты машины с $H=45...63$ мм также выполнены из алюминиевого сплава. Для отливки корпусов применяют четырехразъемные пресс-формы, позволяющие уменьшить массу корпуса и упростить технологию его изготовления.

У двигателей с $H=132...180$ мм корпус имеет два исполнения: из алюминиевого сплава и чугуна, а при $H=200...250$ мм — из чугуна. В качестве основного исполнения для этих двигателей при-

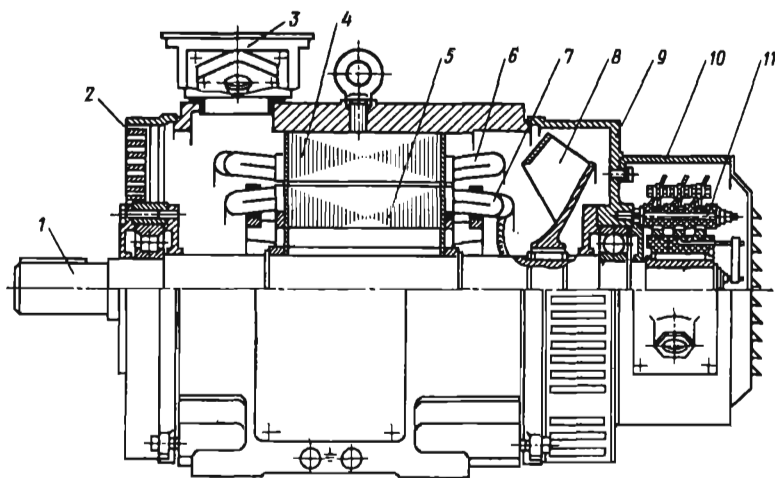


Рис. 12.8. Двигатель серии АИ с фазным ротором со степенью защиты IP23; высота $H=180...200$ мм:

1 — вал, 2, 9 — подшипниковые щиты, 3 — коробка выводов, 4 — сердечник статора, 5 — ротор, 6 — обмотка статора, 7 — обмотка ротора, 8 — вентилятор, 10 — кожух, 11 — узел контактных колец

нят корпус с продольно-поперечными ребрами. В СССР они вначале выпускались с радиальными ребрами (для двигателей с $H=160...250$ мм высота ребер $27...40$ мм), а затем по мере совершенствования технологии литья переведены на продольно-поперечное оребрение, которое при той же поверхности охлаждения обеспечивает снижение массы чугунных отливок на $15...25\%$ (по сравнению с корпусами с радиальными ребрами) и упрощение технологии. Подшипниковые щиты в двигателях с $H=71...250$ мм выполнены из чугуна без наружных ребер, а в машинах с $H=200...250$ мм они имеют внутреннее оребрение для улучшения охлаждения воздуха в зоне лобовых частей. Щиты имеют относительно небольшую глубину, что придает им жесткость, и внутренние замковые поверхности, что позволяет повысить точность размеров их посадочных поверхностей, за счет одновременной обработки их спаренным инструментом.

Корпуса из алюминиевого сплава отливаются совместно с коробкой выводов и лапами. Чугунные корпуса отливаются вместе с лапами (при варианте *P*) или без лап (при варианте *C*) и сверху имеют площадку для крепления коробки выводов. При варианте *C* лапы отливаются отдельно и приворачиваются к корпусу. Этим достигается максимальная унификация между корпусами обоих вариантов для одной и той же высоты оси вращения.

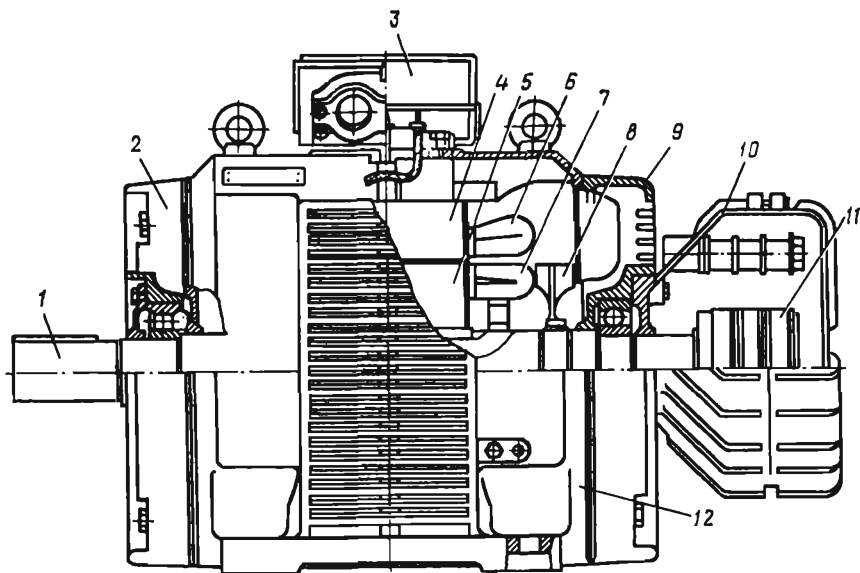


Рис. 12.9. Двигатель серии АИ с фазным ротором со степенью защиты IP23; высота $H=225$ мм:

1 — вал, 2, 9 — подшипниковые щиты, 3 — коробка выводов, 4 — сердечник статора, 5 — ротор, 6 — обмотка статора, 7 — обмотка ротора, 8 — роторный вентилятор, 10 — кожух, 11 — узел контактных колец, 12 — корпус (статор)

Двигатели с $H=280...355$ мм имеют сварной корпус из гофрированной рулонной стали толщиной 2...2,5 мм, что уменьшает массу корпуса примерно в 2,8 раза по сравнению с литыми корпусами. Гофрированные корпуса изготавливают на специальной автоматизированной линии, на которой выдавливают ребра (гофры). Затем края их вальцуются и свариваются, после чего отрезается необходимая длина гофрированной части, которая приваривается к пакету статора. Подшипниковые щиты в этих двигателях чугунные. Лапы для установки двигателя в некоторых конструкциях отлиты совместно с корпусом, в других — прикреплены к корпусу болтами. При этом обеспечена унификация корпусов у двигателей, выполненных по стандартам СЭВ и CENELEC. В двигателях с $H=160...180$ мм сопряжение лап с корпусом усилено утолщениями с поперечными ребрами, а в двигателях с $H=200...250$ мм — полыми ребрами, обеспечивающими проход охлаждающего воз-

духа вдоль корпуса. Внизу корпуса ребра расположены более редко и укорочены, что дает возможность несколько уменьшить высоту оси вращения.

В двигателях со степенью защиты IP23 (защищенное исполнение) с высотой $H=200...250$ мм корпуса отлиты из чугуна с внутренними ребрами, на которых крепится сердечник статора. Форма корпуса четырехгранная с дугообразно закругленными гранями, которая лучше вписывается в интерьер производственных помещений. Подшипниковые щиты также отлиты из чугуна.

Двигатели с $H=280...355$ мм имеют сварной корпус из стального листа, выполненный в виде полустанины, на которой имеются четыре стойки, соединенные с основанием продольными планками, а в верхней части — двумя ребрами. Выполнение корпуса в виде полустанины, которая закрывается сверху легким кожухом из листовой стали, позволило значительно уменьшить массу двигателя этого отрезка серии. На наружных стойках корпуса устанавливаются подшипниковые щиты, а на внутренних — сердечник статора с обмоткой. Сердечник статора укрепляется на центрирующих заточках внутренних стоек только нижней своей половиной с помощью массивных нажимных колец. Подшипниковые щиты укрепляются на центрирующих заточках наружных колец также нижней половиной. Щиты выполнены в виде ступицы и обода, соединенных между собой шестью ребрами-спицами Т-образного сечения, которые обеспечивают требуемую прочность и жесткость конструкции щита. На торцевой поверхности щитов имеются окна для входа и выхода охлаждающего воздуха. Замковые поверхности на щитах наружные, а на корпусе — внутренние.

Принятая конструкция защищенных двигателей и высокоэффективная радиальная система вентиляции позволили получать при $H=280...355$ мм и принятых внешних диаметрах статорных пакетов мощность на одну ступень выше, чем мощности соответствующих машин закрытого исполнения.

Конструкция активной части. Сердечники статора и ротора собираются из листов холоднокатаной электротехнической стали толщиной 0,5 мм с электроизоляционным покрытием. Для двигателей с $H=45...63$ мм применяют сталь марки 2013; с $H=71...250$ мм — марки 2212 и 2214; с $H=280...355$ мм — марки 2312 и 2412. В отличие от листовых горячекатаных сталей холоднокатанные выпускаются в лентах требуемой ширины, что позволяет автоматизировать процессы штамповки и дает экономию материала за счет уменьшения отходов и применения рационального раскроя. Применение холоднокатаных сталей вместо горячекатаных позволило уменьшить расход стали на 10...15% и массу конструктивных деталей на 5...7%. Сталь марки 2013 поставляется в неотожженном (нагартованном) состоянии. Она обладает высокой магнитной проницаемостью и низкими потерями на перемагничивание. После штамповки листы подвергают рекристаллизационному отжигу (чтобы избежать ухудшения магнитных свойств стали в результате

образования наклепа при технологических операциях) и оксидации для образования изоляционного слоя. В процессе термообработки на поверхности листов образуется оксидная пленка толщиной 50 мкм с сопротивлением не менее $1 \text{ Ом} \cdot \text{см}^2$, служащая изоляцией между листами. Стали марок 2212, 2312 и 2412 поставляются в отожженном состоянии с электроизоляционным покрытием и не требуют отжига.

Сердечники статоров двигателей с $H=45 \dots 132$ скрепляются сваркой, а с $H=160 \dots 355$ мм — скобами. Сердечник закреплен в корпусе стопорными винтами, предотвращающими проворачивание его при резких толчках нагрузки. В двигателях с $H=280 \dots 355$ мм пакет статора приваривается к станине. В машинах с $H=280 \dots 355$ мм и степенью защиты IP23 листы сердечника статора набирают на центрирующую оправку и скрепляют стальными планками, привариваемыми к нажимным шайбам и спинке сердечника. Усилие от нажимных шайб передается на листы сердечника с помощью нажимных пальцев, обеспечивающих равномерное распределение давления на всю торцовую поверхность пакета статора. Все размеры активных частей, за исключением исходных при проектировании (воздушный зазор, число и форма пазов статора и ротора и размеры их шлицев), определялись на основе оптимизационных расчетов. Идентичность критерия оптимизации и стоимостных показателей обуславливают определенные закономерности в соотношении размеров активных частей.

Двигатели с $H=45 \dots 250$ мм имеют всыпную обмотку из круглого провода, укладываемую в полузакрытые пазы статора. Обмотка двигателей с $H=45 \dots 132$ мм однослойная концентрическая или укладываемая в пазы статора без подъема шага.

Двигатели с $H=160 \dots 250$ мм имеют одно-двухслойную концентрическую обмотку, а двухполюсные — концентрическую. Применение указанных обмоток позволяет механизировать процесс укладки обмотки на статорообмоточных станках, а также уменьшить на 10...15% длину витка и примерно на 5...7% расход обмоточного провода. Двигатели с $H=280 \dots 355$ мм (кроме десяти- и двенадцатиполюсных) выполняются из жестких полукатушек, изготовленных из прямоугольного провода. Их укладывают в полуоткрытые пазы статора. Обмотка этих двигателей двухслойная равносекционная. Лобовые части обмотки укреплены с помощью дистанционных прокладок и бандажных колец. У десяти- и двенадцатиполюсных двигателей с $H=280 \dots 355$ мм всыпные двухслойные обмотки. Катушечные группы обмоток, укладываемые механизированным способом, состоят из концентрически расположенных катушек с лобовыми частями прямоугольной формы.

Для обеспечения высокой надежности обмотки всех двигателей имеют изоляцию класса нагревостойкости F при расчетном нагреве обмотки, соответствующем классу B . Обмотка статора выполнена из круглого провода марки ПЭТМ-155 и ПЭТД-180, с двухслойным эмалированным покрытием, имеющим повышенную ме-

ханическую прочность при механизированной укладке, что также повышает надежность двигателей. Пазовая изоляция обмотки статора и межфазовая изоляция лобовых частей выполнены из синтетических материалов класса нагревостойкости F на основе фибры толщиной 0,2...0,5 мм (в зависимости от высоты H).

Пазовая изоляция имеет форму коробочки из изоляционного материала с двойным манжетом, обеспечивающим усиление механической прочности изоляции в местах выхода проводников обмотки из паза и предотвращение перемещения пазовой коробочки в осевом направлении в пазу при втягивании обмотки в процессе ее укладки. Для укрепления обмотки в пазах применены крышки-клинья из того же материала, что и пазовая коробочка, но большей толщины.

Сердечник ротора выполняют из стали той же марки, что и сердечник статора. Паза ротора двигателей с различной высотой оси вращения выполняют полузакрытыми, закрытыми или бутылочными. Все двигатели, кроме двухполюсных, для снижения магнитного шума имеют скос пазов ротора на одно зубцовое деление. Двухполюсные двигатели, в которых преобладает вентиляционный шум, выполняют без скоса пазов.

Листы сердечника ротора опрессовывают, после чего сердечник заливают алюминием, который образует короткозамкнутую обмотку типа беличьей клетки. Одновременно с пазовыми стержнями отливают короткозамыкающие кольца с вентиляционными лопатками и штырями для крепления балансировочных грузов. В двигателях с $H < 100$ мм на короткозамыкающих кольцах для этой цели предусматривают кольцевые канавки. Сердечник ротора в машинах с $H \leq 250$ мм укрепляют на валу горячей посадкой. При $H > 250$ мм для крепления сердечника на валу применяют шпонки. Место посадки сердечника на вал фиксируется упорным кольцом.

В двигателях с фазным ротором применены два вида обмоток ротора: зыпная двухслойная с укороченным шагом из круглого провода при $H < 200$ мм и стержневая из проволоки прямоугольного сечения при $H = 225...355$ мм.

Обычно роторы со зыпными обмотками проектируются так, чтобы линейное напряжение на контактных кольцах при соединении обмоток фаз в звезду было около 380 В для двигателей с $H = 100...200$ мм и не более 600 В с $H = 200...355$ м. Поэтому коэффициент трансформации берется равным или близким к единице.

Защищенные двигатели в большинстве случаев изготавливают на тех же заводах, где и закрытые двигатели. Для максимально возможной унификации их выполняют с такими же листами статора, ротора и роторными вентиляторами, отливаемыми вместе с беличьей клеткой ротора. В серии АИ защищенные двигатели разработаны в основном при унификации поперечной геометрии магнитопровода с закрытыми двигателями. Это создает дополнительные требования при проектировании магнитной цепи защищенных двигателей.

Всыпные обмотки ротора имеют ряд достоинств:

возможность повышения напряжения на кольцах ротора до линейного напряжения статора и соответственно снижение тока ротора, что улучшает условия работы узла контактных колец, также снижает потери и нагрев, повышает надежность;

возможность уменьшения числа пазов ротора, что уменьшает расход изоляционных материалов и упрощает изготовление штампов;

простота изготовления, возможность механизации укладки аналогично якорным обмоткам машин постоянного тока.

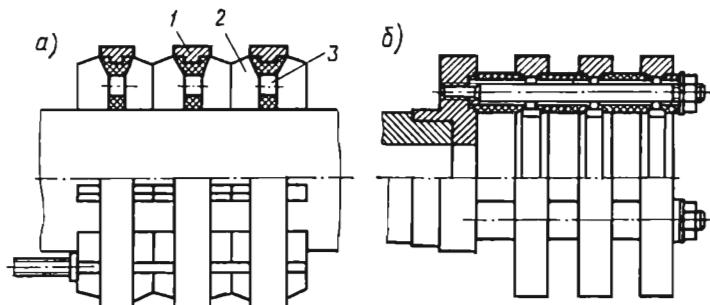


Рис. 12.10. Узел контактных колец:

1 — контактные кольца, 2 — вентиляционные лопасти, 3 — отверстия для охлаждающего воздуха

Благодаря этим достоинствам всыпные обмотки успешно применяются в двигателях до 55 кВт.

С увеличением размеров машины уменьшается число витков в обмотке статора, соответственно должно уменьшаться и число витков обмотки ротора, чтобы сохранилось напряжение на контактных кольцах. Поэтому в машинах средней и большой мощности катушечную обмотку ротора заменяют стержневой. Стержневую обмотку ротора, как правило, делают волновой, так как в такой обмотке меньше межгрупповых соединений, которые технологически трудновыполнимы при большом сечении проводников. В каждый паз закладываются два заранее изолированных стержня. Катушки роторов с всыпной обмоткой имеют лобовые части трапецеидальной формы, их укладывают в грушевидные пазы сердечника ротора. Изоляция катушек класса нагревостойкости F. Конструкция изоляции такая же, как и у обмотки статора. Двигатели со стержневой обмоткой имеют на роторе полузакрытые пазы прямоугольной формы. Изоляция ротора двигателей со стержневой обмоткой выполнена в виде гильзы из композиционного материала или непрерывной изоляции, накладываемой на пазовую часть стержня. Для защиты изоляции стержня от повреждения при укладке применяется пазовая коробочка из стекло-

ткани. Лобовая часть изолируется лентой на синтетической основе, усиленной слоем стеклоткани.

Узел контактных колец двигателей с $H \geq 250$ мм (рис. 12.10, а) состоит из опрессованных пластмассой контактных колец с токоотводами. На торцах пластмассовой части каждого кольца расположены вентиляционные лопасти, обеспечивающие засасывание охлаждающего воздуха через отверстия в пространство между кольцами. Поступающий воздух обеспечивает интенсивное охлаждение колец и удаление щеточной пыли с их поверхности. Вывод-

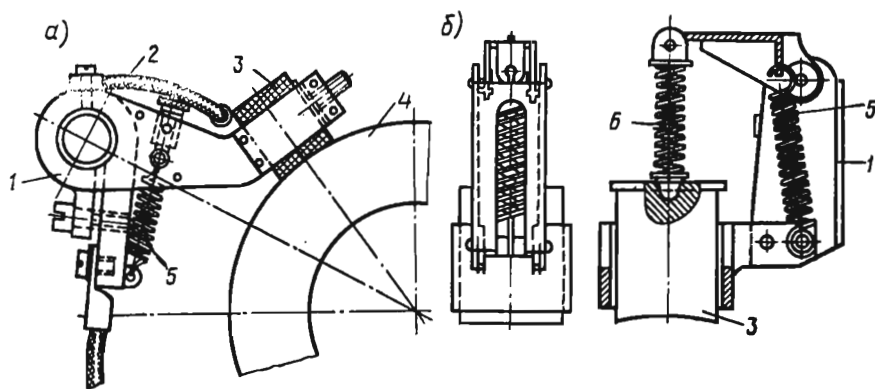


Рис. 12.11. Щеткодержатели радиального (а) и нажимного (б) типов:

1 — щеткодержатель, 2 — щеточный канатик, 3 — щетка, 4 — контактное кольцо, 5 — пружина на щеткодержателе, 6 — нажимная пружина

ные концы обмотки ротора проходят к контактным кольцам через внутреннее отверстие в конце вала ротора. В двигателях с $H = 280 \dots 355$ мм (рис. 12.10, б) эти кольца установлены консольно посредством трех шпилек на несущем фланце, укрепленном на валу двигателя. Между кольцами расположены дистанционные втулки из пластмассы. Выводные концы обмотки ротора укрепляются непосредственно к кольцам без промежуточных токоотводов. Для направления щеток и осуществления нажатия их на контактные кольца применены щеткодержатели радиального (рис. 12.11, а) или нажимного (рис. 12.11, б) типов. Щеточный узел закрыт кожухом, на котором расположена коробка зажимов. С их помощью щетки контактных колец соединяются с пусковым реостатом.

Конструкция подшипниковых узлов. Двигатели серии АИ всех форм исполнения по способу монтажа имеют две подшипниковые опоры с шариковыми подшипниками. Одна из них «плавающая» (обычно со стороны выступающего конца вала), а вторая — «фиксирующая». Подшипник, установленный в «фиксирующей» опоре, воспринимает радиальную и осевую нагрузку. Подшипник, установленный в «плавающей» опоре, воспринимает только радиальную нагрузку и должен иметь возможность свободного перемещения в

аксиальном направлении для предотвращения заклинивания при сборке двигателя (если детали имеют отклонения размеров) и при тепловом расширении. Для этой цели конструкция подшипникового узла должна допускать перемещение одного из колец шарикового подшипника относительно сопряженной с ним детали. В двигателях с $H=250...355$ мм используют один роликовый подшипник. В этом случае он должен иметь гладкое внутреннее или внешнее кольцо.

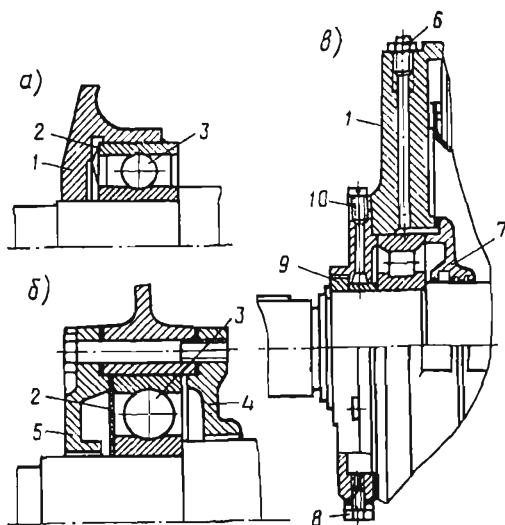


Рис. 12.12. Подшипниковые узлы с шарикоподшипниками с двусторонним уплотнением (а), с двумя крышками (б), с устройством для пополнения смазки (в):

1 — подшипниковый щит, 2 — волнистая пружина, 3 — шарикоподшипник, 4, 5 — крышки, 6 — масленка, 7 — войлочные уплотнения, 8 — спускная пробка, 9 — стопорное кольцо, 10 — пробка

Подшипниковый узел (рис. 12.12) состоит из подшипников, подшипниковых крышек, закрывающих их с одной или с двух сторон, элементов уплотнения, фиксирующих и крепежных деталей (шайб, стопорных колец, гаек и пр.). Подшипниковые крышки предназначены для защиты подшипника от воздействия внешней среды, а также для удержания смазки в зоне подшипника (в подшипниках без уплотнений).

Подшипниковые крышки обычно изготавливают из чугуна. В малых машинах, где крышки плавающей опоры практически не воспринимают механических нагрузок, их могут выполнять из алюминиевых сплавов или из нагревостойкой резины. Для уменьшения вибраций, вызванных наличием зазоров между телами качения и обоймами подшипника, в подшипниковых узлах применяют волнистые пружины; они обеспечивают постоянное касание с определенным усилием тел качения с соответствующими дорожками на обоймах подшипников. При использовании шарикоподшипников волнистые пружины устанавливают в обеих опорах, а роликоподшипников — только на «фиксирующей» опоре.

В двигателях применяют два вида конструкции уплотнений подшипниковых узлов: бесконтактное щелевое и комбинированное контактное. При щелевом уплотнении уплотняющим элементом служит зазор между валом и подшипниковой крышкой, усиленный двумя концентрическими канавками. Смазка, заполняющая эти канавки, препятствует загрязнению подшипника. В комбинирован-

ном уплотнении уплотняющим элементом служит зазор между валом и подшипниковой крышкой, усиленный двумя концентрическими канавками. Смазка, заполняющая эти канавки, препятствует загрязнению подшипника. В комбинирован-

ном контактном уплотнении уплотняющим элементом служит войлочное кольцо с лабиринтом в наружной крышке подшипника и щелевым уплотнением с концентрическими канавками на внутренней крышке. Комбинированное уплотнение используется главным образом в двигателях специализированных исполнений по условиям окружающей среды. В случае использования шарикоподшипников с двусторонним уплотнением можно не применять уплотняющее устройство, т. е. упрощается конструкция подшипникового узла.

В двигателях с $H=45\ldots 100$ мм применены узкие шариковые подшипники типа 2RS легкой серии с двусторонним уплотнением и заложеной смазкой, рассчитанной на весь срок службы подшипника 20 тыс. ч. Подшипниковые узлы этих машин не имеют внутренних крышек и уплотняющих устройств (рис. 12.12, а). Шариковые подшипники указанной серии обладают улучшенными виброакустическими свойствами. Шарикоподшипники типа 2RS средней серии с двусторонним уплотнением и постоянно заложеной смазкой применены в двигателях с $H=112\ldots 180$ мм. Подшипниковый узел двигателей с $H=160\ldots 180$ мм со стороны выступающего конца вала имеет широкий подшипник и только наружную крышку, а с противоположной стороны — узкий подшипник и две крышки, фиксирующие положение подшипника (рис. 12.12, б).

Для снижения уровня шума в подшипниковых узлах двигателей с $H=45\ldots 132$ мм используются пружинные шайбы, поджимающие подшипники. В двигателях с $H=200$ и 225 мм на опоре со стороны рабочего конца вала установлен широкий шарикоподшипник средней серии, а на противоположной — узкий легкой серии. Такая конструкция позволяет снизить массу и шум подшипниковых узлов. Подшипниковые узлы этих машин выполнены с уплотнениями и имеют устройства для пополнения и частичной замены смазки без разборки двигателя и отсоединения его от приводного механизма (рис. 12.12, в). В большинстве двигателей применены подшипники с индексом Ш2 — с пониженным уровнем шума.

Применение шарикоподшипников легкой и средней серии вместо использовавшихся ранее шарикоподшипников тяжелой серии и роликоподшипников оказалось возможным потому, что в двигателях серии АИ достигается высокая равномерность воздушного зазора, что существенно снижает одностороннее магнитное притяжение ротора и поэтому уменьшает нагрузку на подшипники. Одновременно это значительно улучшает виброакустические характеристики машин.

Равномерность воздушного зазора обеспечивается в результате повышения точности механической обработки всех узлов и деталей и шихтовки листов магнитопровода статора. Для этой цели подшипниковые щиты выполнены с внутренними замковыми поверхностями, что позволило обеспечить большую концентричность их посадочных поверхностей за счет одновременной обработки спаренным инструментом замковой поверхности и поверхности отверстия под подшипник. Большей равномерности воздушного зазора спо-

собствует также механическая обработка внутренней поверхности сердечника статора на базе окончательно обработанных замков. Конструкция и размеры подшипниковых щитов выбраны так, чтобы обеспечить их повышенную жесткость при обработке и сборке машины.

В двигателях с $H=250...355$ мм, кроме двухполюсных, на опоре со стороны рабочего конца вала установлен роликподшипник с пониженным уровнем шума и вибрации, а на противоположной опоре — шарикоподшипник. В двухполюсных двигателях применены два шариковых подшипника. Подшипниковые узлы всех этих двигателей имеют лабиринтные уплотнения и устройства для пополнения и частичной замены смазки без разборки машины.

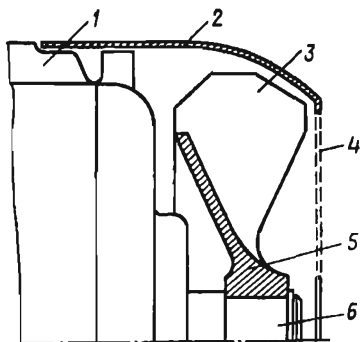


Рис. 12.13. Вентиляционный узел:

1 — орегание корпуса (станина),
2 — кожух вентилятора, 3 — лопатки вентилятора, 4 — решетка для входа воздуха, 5 — корпус вентилятора, 6 — вал

Конструкция вентиляционного узла.

Вентиляционный узел двигателей состоит из центробежного вентилятора и защитного кожуха, служащего одновременно направляющим диффузором. В двигателях с $H \leq 132$ мм вентилятор и кожух изготовлены из высокопрочной и термостойкой пластмассы. В двигателях с $H=160...355$ мм вентилятор тарельчатый из алюминиевого сплава (рис. 12.13) с армированной чугуной втулкой. Кожух стальной штампованный, имеет с торца решетку для входа воздуха. Окна решетки имеют размеры не более 8×8 мм, что обеспечивает

установленные требования по технике безопасности. Посадка вентилятора на вал для двигателей с $H \leq 112$ мм осуществляется с помощью рифления на валу, а при $H \geq 160$ мм — посредством шпонки.

С целью лучшего использования воздушного потока и повышения КПД вентиляционного узла диаметр кожуха в некоторых двигателях несколько меньше наружного диаметра корпуса по ребрам. Новый вентиляционный узел, разработанный для двигателей серии АИ, позволил уменьшить нагрев обмотки на 5°C по сравнению с двигателями серии 4А и уменьшить шум на 3 дБ.

Конструкция вводного устройства. Вводные устройства двигателей серии АИ (рис. 12.14) имеют ряд исполнений в зависимости от способа подвода питающего кабеля, его вида и соединения с выводами обмотки статора. Они допускают присоединение гибкого металлорукава и кабелей с медными или алюминиевыми жилами с оболочкой из резины или пластика. Ввод кабеля может осуществляться через один или два штуцера, а также через удлинитель под сухую разделку или заливку кабельной массой.

В двигателях серии АИ коробка выводов размещена сверху и имеет прямоугольную форму, что придает машине лучший эстети-

ческий вид и более удобно для монтажа кабеля. Приняты следующие размеры этой коробки: высота $h = (0,5 \dots 0,55)H$; длина $l = 2,4h$; ширина $b = 1,3l$. В машинах с корпусом из алюминиевого сплава с продольно-поперечными ребрами ($H = 45 \dots 112$ мм) коробка выводов отливается совместно с корпусом, а в машинах с корпусом из чугуна коробки выводов и их крышки отливаются отдельно из алюминиевого сплава. В коробке выводов имеется болт для подвода заземляющего проводника. Такой же болт предусмотрен на корпусе двигателя.

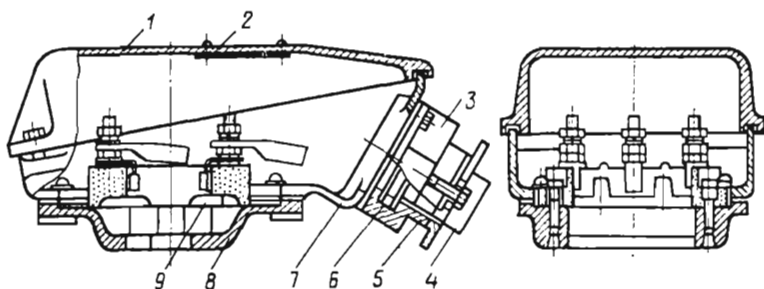


Рис. 12.14. Выводное устройство для двигателей с $H = 160 \dots 250$ мм:
1 — крышка, 2 — табличка-схема, 3 — гнездо, 4 — втулка, 5 — уплотнительная втулка, 6 — уплотнительное кольцо, 7 — корпус, 8 — патрубок, 9 — панель с контактными болтами

Двигатели с $H = 45 \dots 100$ мм в основном изготавливаются с тремя выводными концами, по требованию заказчиков они могут изготавливаться с шестью выводными концами. Двигатели с $H > 100$ мм имеют шесть выводных концов.

В некоторых двигателях конструкция вводного устройства допускает его разворот с фиксацией через 90 или 180° . При этом поворачивается только корпус, а панель с укрепленными на ней выводами обмотки статора остается неподвижной. Это дает возможность осуществлять поворот вводного устройства при установке двигателя на месте эксплуатации и гарантирует правильность подключения выводов обмотки.

Вопросы для самоконтроля

1. Как построена серия асинхронных двигателей АИ?
2. Какой диапазон мощностей и высот вращения она охватывает?
3. Какие модификации имеет серия АИ?
4. Какие конструктивные особенности имеют машины закрытого и защищенного исполнения?

Асинхронные машины новых серий—весьма совершенные машины. Они в основном соответствуют уровню мирового электромашиностроения и по ряду параметров превосходят лучшие образцы передовых зарубежных фирм. Из мировой практики известно, что массовые серии асинхронных двигателей меняются каждые 8...10 лет. Поэтому нашей электропромышленности в ближайшее время предстоит выполнить большую работу по совершенствованию конструкции технологии изготовления асинхронных машин.

В настоящее время наблюдаются следующие тенденции в развитии проектирования и технологии изготовления этих машин:

улучшение конструкций магнитных систем, обмоток и систем охлаждения с целью снижения массы, габаритных размеров машин и потерь энергии в них;

повышение надежности путем улучшения качества изоляции и внедрения более совершенной технологии обмоточно-изолирующих работ;

создание новых схем электропривода, сочетающих в себе асинхронный двигатель с полупроводниковыми регуляторами и преобразователями для повышения надежности и энергетических показателей;

разработка более технологичных конструкций машин малой и средней мощности и микромашин, приспособленных для массового и серийного производства;

усовершенствование методов оптимизационных расчетов асинхронных машин на основе применения ЭВМ, физического и математического моделирования, внедрения САПР и др.;

создание единых разработанных по общим стандартам унифицированных серий асинхронных двигателей в рамках международной организации Интерэлектро, которые должны выпускаться во всех странах—членах СЭВ по единой технической документации. В двенадцатой пятилетке заканчивается перевод электропромышленности всех стран—членов СЭВ на серию АИ. Начинается разработка более совершенной серии 2АИ.

В решении поставленных задач ведущая роль принадлежит работникам научно-производственных объединений электротехнической промышленности, в которых будут работать выпускники высших учебных заведений электротехнических специальностей. Существенную помощь работникам электропромышленности оказывают также ученые, преподаватели, аспиранты и студенты вузов, выполняющие научные работы по заданиям заводов и отраслевых научно-исследовательских и проектно-конструкторских институтов.

Основная

1. Брускин Д. Э., Зорохович А. Е., Хвостов В. С. Электрические машины. М., 1987.
2. Вагнов А. И. Электрические машины. Л., 1974.
3. Вольдек А. И. Электрические машины. Л., 1978.
4. Гольдберг О. Д., Гурин Я. С., Свидиленко И. С. Проектирование электрических машин. М., 1982.
5. Иванов-Смоленский А. В. Электрические машины. М., 1980.
6. Кацман М. М. Электрические машины. М., 1983.
7. Кононенко Е. В., Сипайлов Г. А., Хорьков К. А. Электрические машины. М., 1980.
8. Копылов И. П. Электрические машины. М., 1986.
9. Копылов И. П. Электромеханическое преобразование энергии. М., 1973.
10. Проектирование электрических машин/Копылов И. П., Горяинов Ф. А., Клоков Б. К. и др. М., 1980.
11. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. Электрические машины. Ч. II. Л., 1973.
12. Трещев И. И. Электромеханические процессы в машинах переменного тока. Л., 1980.
13. Асинхронные двигатели общего назначения/Под ред. В. М. Петрова и А. Э. Кравчика. М., 1980.
14. Электротехнический справочник/Под общей редакцией В. Г. Герасимова, П. Г. Грудзинского, Л. А. Жукова и др. М., 1980. Т. 1; 1981. Т. 2.

Дополнительная

15. Зимиин В. И., Каплан М. Я., Палей М. М. Обмотки электрических машин. Л., 1978.
16. Загорский А. Е., Золотов М. Б. Автономный электропривод повышенной частоты. М., 1973.
17. Сандлер А. С., Сарбатов Р. С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. М., 1974.
18. Онищенко Г. Б., Локтева И. П. Асинхронные вентиляционные каскады и двигатели двойного питания. М., 1979.
19. Брускин Д. Э., Зорохович А. Е., Хвостов В. С. Электрические машины и микромашины. М., 1981.
20. Армский Е. В., Фальк Г. Б. Электрические микромашины. М., 1985.
21. Юферов Ф. М. Электрические микромашины автоматических устройств. М., 1976.
22. Радин В. И., Радина Е. В. Снижение потерь электроэнергии в асинхронных двигателях//Электротехника. 1982. № 6.
23. Гурин Я. С., Кузнецов Б. И. Проектирование серий асинхронных двигателей. М., 1978.
24. Копылов И. П. Применение вычислительных машин в инженерно-экономических расчетах. М., 1980.
25. Сорокер Т. Г., Мордвинов Ю. В., Воскресенский А. П. Об оптимальном проектировании серий асинхронных двигателей 4А//Электротехника. 1973. № 8.
26. Сорокер Т. Г., Мордвинов Ю. В. Международная стандартизация низковольтных асинхронных двигателей по мощности и установочным размерам//Электротехника. 1978. № 9.
27. Гольдберг О. Д. Надежность электрических машин общепромышленного и бытового назначения. М., 1976.
28. Радин В. И. Унифицированная серия асинхронных двигателей. Интер-электро//Электротехника. 1983. № 11.

Гармонические высшие магнитного поля 80
Генератор асинхронный автономный 193

Двигатель асинхронный исполнительный 185

— — конденсаторный 182
— — многоскоростной 161
— — однофазный 179
— — с повышенным пусковым моментом 127
— — — полым ротором 188
— — — экранированными полюсами 183

Диаграмма векторная при вращающемся роторе 55
— — — заторможенном роторе 46
— — — круговая для двигателей с повышенным пусковым моментом 130
— — — упрощенная 58
— — — уточненная 65

Каскад асинхронный вентильный 203
Конструкция двигателей серии АИ 304

Коэффициент обмоточный 31
— мощности 107
— полезного действия 102
— распределения обмотки 20
— укорочения шага обмотки 22
Кратность максимального момента 73

— минимального момента 76
— пускового момента 76
— тока 122

Критерии оптимальности при проектировании серии 229

Мероприятия по повышению надежности двигателей 228

Машина двойного питания 200

Модели математические надежности обмотки статора 274

Модификации двигателей серии АИ 297

Момент максимальный 73
— минимальный 73

— пусковой 76
— электромагнитный 52
Мощность механическая 52
— электромагнитная 51

Надежность обмотки статора 274
— подшипниковых узлов 286

Обмотка ротора короткозамкнутая 14

— — фазная 15
Обмотка статора двухслойная 38
— — одно-двухслойная 42
— — однослойная 36

Опыт короткого замыкания 64
— холостого хода 64
Отказы асинхронных двигателей 269

Показатели надежности 271

Поле магнитное круговое 26
— — пульсирующее 23
— — эллиптическое 27
Преобразователь частоты асинхронный 209

Принципы оптимального проектирования серии 225

Пуск асинхронного двигателя прямой 121
— — — реакторный 123
— — — реостатный 126
— — — с пониженным напряжением 122

Регулирование частоты вращения переключением полюсов 161
— — — реостатное 170
— — — частотное 140

Регулятор напряжения индукционный 211

Режим работы генераторный 172
— — двигательный 50
— — динамического торможения 175
— — электромагнитного торможения 174

Сельсины 221

Сила магнитодвижущая многофазной обмотки 16
— — электродвижущая многофазной обмотки 23

Схема замещения Г-образная 58
— — Т-образная 54

Схемы обмоток статора 33

Тахогенератор асинхронный 189
Трансформатор вращающийся 264

Фазорегулятор 211

	Стр.
Предисловие	3
Введение	5
Глава 1. Общие сведения об асинхронных машинах	8
1.1. Принцип действия асинхронной машины	8
1.2. Устройство асинхронных машин	11
Вопросы для самоконтроля	15
Глава 2. Обмотки асинхронных машин и создание вращающегося магнитного поля	16
2.1. Общие принципы выполнения многофазных обмоток	16
2.2. Магнитодвижущие силы многофазных обмоток	18
2.3. Магнитное поле электрической машины	23
2.4. ЭДС, индуцируемые в обмотках	30
2.5. Схемы обмоток электрических машин переменного тока	33
Вопросы для самоконтроля	44
Глава 3. Рабочий процесс в асинхронном двигателе	45
3.1. Работа асинхронной машины при заторможенном роторе	45
3.2. Работа асинхронной машины при вращающемся роторе	50
3.3. Схема замещения асинхронной машины	54
3.4. Круговая диаграмма асинхронной машины	58
Вопросы для самоконтроля	70
Глава 4. Характеристики асинхронного двигателя	71
4.1. Механическая характеристика	71
4.2. Влияние на механическую характеристику высших гармоник магнитного поля	80
4.3. Влияние на механическую характеристику высших гармоник тока при питании обмотки статора несинусоидальным напряжением	91
4.4. Устойчивость работы асинхронного двигателя	97
4.5. Рабочие характеристики асинхронного двигателя	100
4.6. КПД и коэффициент мощности асинхронного двигателя	102
4.7. Работа асинхронного двигателя при ненормальных условиях	109
Вопросы для самоконтроля	120
Глава 5. Пуск асинхронных двигателей	121
5.1. Пуск асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором	121
5.2. Пуск асинхронных двигателей с фазным ротором	123
5.3. Короткозамкнутые асинхронные двигатели с повышенным пусковым моментом	127
5.4. Динамика пуска	135
Вопросы для самоконтроля	139
Глава 6. Регулирование частоты вращения асинхронных двигателей и работа их в тормозных режимах	140
6.1. Частотное регулирование	140
6.2. Особенности работы и устройства частотно-регулируемых двигателей	151

6.3. Многоскоростные двигатели	161
6.4. Регулирование частоты вращения путем включения в цепь ротора реостата и изменения величины питающего напряжения . . .	170
6.5. Работа асинхронной машины в тормозных режимах	172
Вопросы для самоконтроля	178
Глава 7. Однофазные и двухфазные асинхронные машины	179
7.1. Однофазные асинхронные двигатели	179
7.2. Двухфазные исполнительные двигатели	185
7.3. Асинхронный тахогенератор	189
Вопросы для самоконтроля	192
Глава 8. Асинхронный автономный генератор и асинхронная машина двойного питания	193
8.1. Асинхронный автономный генератор	193
8.2. Асинхронная машина двойного питания	200
8.3. Асинхронные каскады	203
Вопросы для самоконтроля	208
Глава 9. Специальные асинхронные машины	209
9.1. Асинхронный преобразователь частоты	209
9.2. Фазорегуляторы и индукционные регуляторы напряжения . . .	211
9.3. Вращающиеся трансформаторы	213
9.4. Сельсины	216
9.5. Линейный и дуговой асинхронные двигатели	221
Вопросы для самоконтроля	224
Глава 10. Принципы оптимального проектирования серий асинхронных двигателей	225
10.1. Постановка задачи	225
10.2. Установление критериев оптимальности	229
10.3. Варьируемые переменные и ограничения	233
10.4. Исходные данные для проектирования серии	236
10.5. Установление наружного диаметра и длины сердечника статора .	253
10.6. Система автоматизированного проектирования асинхронных двигателей	259
Вопросы для самоконтроля	268
Глава 11. Надежность асинхронных двигателей	269
11.1. Причины и характер отказов электродвигателей	269
11.2. Показатели надежности	271
11.3. Математические модели надежности обмотки статора	274
11.4. Надежность подшипниковых узлов	286
11.5. Мероприятия по повышению надежности двигателей	288
Вопросы для самоконтроля	291
Глава 12. Асинхронные двигатели серии АИ	292
12.1. Структура серии АИ	292
12.2. Модификации двигателей	297
12.3. Конструкция двигателей	304
Вопросы для самоконтроля	323
Заключение	324
Литература	325
Предметный указатель	326

3p. 20a